

Y 892906

学校代号: 10532

学 号: S03097011

密 级: 公开

湖南大学硕士学位论文

多磁路变压器的磁集成技术理论与应用研究

学位申请人姓名: 尚荣艳

导师姓名及职称: 罗隆福教授

培 养 单 位: 电气与信息工程学院

专 业 名 称: 电机与电器

论文提交日期: 2006年4月4日

论文答辩日期: 2006年5月13日

答辩委员会主席: 黄守道

摘 要

目前, 我国的地铁车辆辅助电源主要采用双重逆变器结构形式, 具有两台输出变压器, 体积庞大。

变压器的一次绕组轴向分裂, 可实现两台变压器集成; 变压器的漏抗必然存在, 且在一次侧与平衡电抗器串联, 在二次侧与滤波电容串联, 可以实现几种磁性器件的集成。因此, 变压器采取磁集成技术将大大降低辅助电源的体积。本文中, 作者对采用磁集成技术的 168kVA 轴向双分裂多磁路变压器进行了各种研究。

变压器采用磁集成技术后, 如何设计变压器绕组, 使其在结构上实现多种磁性器件的集成, 在性能上满足辅助电源的要求呢? 针对上述的问题, 本文作者主要完成如下几个方面的工作:

1、对国内外磁集成技术的发展和研究现状进行了叙述, 并着重分析了多重逆变器中磁集成技术的应用原理, 对相关的重要参数进行了理论计算, 对地铁车辆辅助逆变电源系统进行了仿真。

2、论述了有限元分析的电磁场和温度场的理论基础; 制造出模拟样机, 分别用耦合场分析法和稳态非线性分析法对其进行计算, 计算结果与其短路实验结果进行对比, 验证了稳态非线性分析法计算结果的可信性; 分析多磁路变压器的冷却方式, 确定有限元热分析的外部条件。

3、采用稳态非线性分析法对多磁路变压器进行短路阻抗计算, 利用能量法计算出变压器高压与高压、高压与低压、两高压与低压、低压与高压以及低压与两高压之间的漏感; 对变压器的温度场进行有限元分析, 确定温度场分布情况。

4、通过仿真计算结果与出厂试验结果进行比较, 验证了仿真计算结果是正确可靠的。

通过对变压器进行磁集成设计, 有效地减轻了地铁车辆辅助电源的重量, 降低了地铁车辆的生产、运营和维护成本。

关键词: 多磁路; 磁集成技术; 变压器; 多重逆变器; 漏抗; 有限元分析

Abstract

Now, the auxiliary power on subway vehicles mostly takes use of bi-inverters, which have two output transformers and a huge bulk.

Transformers can reduce the bulk of the auxiliary power considerably by magnetics integration, for the primary axial fission winding can help integrate two transformers, and series connection with balancing reactor at the primary and with low-pass filter at the secondary can help integrate several magnetics. So, 168kVA double axial fission and multiple magnetic circuit transformer via integrated magnetics are studied in this paper.

How to design winding for a transformer not only to realize the integration of several magnetics on structure but also to satisfy the requirement of auxiliary power on performance after it adopts magnetic integration? We answer this question as follows:

1. the status of the development and study on integrated magnetic at home and abroad is introduced, and the principles of magnetic integration for multi-inverter are stressed. Then the some important parameters are calculated theoretically. This paper does some simulation on macro auxiliary power system via the software of Matlab\simulink

2. this paper discusses the basis of Ansys finite element analysis on both the electromagnetic field and the temperature field. After a simulated sample is given, we compute on this sample coupling analysis and steady non-linear analysis. By contrast with the experimental outcome of short circuit, we make certain that steady non-linear analysis should be used to analyze a true model. And then, we confirm the external conditions of finite element heat analysis after analyzing the cooling ways of multiple magnetic circuit transformers.

3. we do short circuit analysis upon multiple magnetic circuit transformers by use of steady non-linear analysis and get the leakage reactance respectively between high voltage and high voltage、high voltage and low voltage、two high voltage and low voltage、low voltage and high voltage and low voltage and two high voltage. What's more, we do finite element analysis upon the temperature field of transformers and according to its distribution we get the wind speed to forced air cooling.

4. we compare the computed outcome of simulation with the manufacturer's

experimental outcome and prove that the former is correct and credible.

Trough the design of integrated magnetics on transformers, the weight of macro auxiliary power is availably lightened and the cost of manufacture, management and maintenance will be rapidly reduced.

Keywords: Multiple Magnetic Circuit; Magnetic Integration; Transformer; Multi-inverter; Leakage Reactance; Finite Element Analysis

湖南大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：尚荣艳 日期：2006年5月15日

学位论文版权使用授权书


本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权湖南大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

- 1、保密 ，在 _____ 年解密后适用本授权书。
- 2、不保密

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：尚荣艳 日期：2006年5月15日

导师签名： 日期：2006年5月16日

第1章 绪论

本文的研究课题是变压器的磁集成技术理论与应用研究。本章主要介绍国内外变压器的磁集成技术的研究现状和发展趋势及本课题的选题背景、意义，以及本论文主要工作和研究内容。

1.1 本课题的研究背景与意义

地铁交通具有运输安全、客流量大等优点，在寸土寸金的大中城市，地下铁道的修建极大地缓解了市内地面交通的压力。然而，地铁交通在我国发展比较缓慢，目前只有北京、天津、上海、广州、南京和深圳等等几个特大城市开通运营。根据国家的战略发展规划，在二十一世纪，我国人口将由农村向城市集中，城镇化水平将不断提高。随着城镇化水平的提高，城市中原有的交通拥堵问题将益发严重。因而，大力发展地铁交通必然是解决城市交通拥堵问题的一个有效办法。

地铁车辆辅助电源是地铁车辆的重要组成部分，主要用于为地铁车辆的空调机组及通风装置、空压机、电加热器、客室照明等辅助负载提供充足的电能。早期的辅助电源采用的旋转辅助发电机组供电方式，存在重量大、噪声大、效率低及维护工作量大等诸多缺点。近年来，我国上海、广州和北京等城市引进的地铁车辆上，辅助电源均采用了静止式辅助逆变电源。广州地铁和上海地铁2号线为IGBT辅助逆变电源；北京“复八线”为GTO热管散热器自冷式辅助逆变电源。这种静止式辅助逆变电源能够稳定输出电压及频率、减少能源损耗、减轻重量、降低噪声且很少维护保养，从而提升了车辆的性能。因此，开发和研制地铁车辆静止式辅助逆变电源、实现国产化是我国城市轨道交通的必然趋势。

我国从20世纪80年代中后期开始根据从欧洲引进的8K型机车的相关技术进行研制和生产静止式辅助逆变电源；90年代中后期，我国自主设计和制造的采用IGBT技术的辅助变流器在机车和客车领域得到了大量的成功应用，但对于地铁车辆用静止变流器(SIV)，由于某些原因一直由国外大公司垄断。2002年以后，我国研发的地铁车辆SIV成功应用到香港地铁上，拉近了我国地铁车辆SIV与国外先进水平的距离。

然而，目前我国生产的地铁车辆SIV的主电路主要采用12脉波逆变器结构形式，需要两个输出变压器，对减小逆变器体积、降低造价不利。而德国西门子公司研制的地铁车辆SIV只具有一个输出变压器，在广州地铁3号线上成功运行多年。这种变压器，具有两个轴向分裂的高压绕组，可以等效于两个输出变压器的高压侧；同时，采用磁集成技术（磁集成技术是将变换器中两个或多个分立磁

件如电感、变压器等，绕制在同一个磁心上，从结构上集中在一起。)，变压器设计成多磁路结构，提高变压器高压侧的漏抗，利用变压器的漏抗取代 12 脉波逆变器的平衡电抗器，大大减小了辅助逆变电源的体积和重量。

因而，将世界先进技术国产化是目前我们面临的一个刻不容缓的问题。采用磁集成技术的多磁路变压器是今后我国地铁车辆辅助逆变电源中逆变器输出变压器研制努力的方向^{[1][2][3][4][5][6]}。

1.2 国内外研究现状和发展趋势

1.2.1 国内外的研究现状

1、磁集成技术的国内外研究现状

1928 年，G.B.Crouse 最早提出采用集成磁件(Integrated Magnetics, 简称 IM)滤波电路的专利申请^[7]，其中，IM 是用于滤波电路中的耦合电感，其后的近 40 年间，磁集成技术的研究一直局限在电感与电感的集成；1971 年，J.Ceilo 和 H.Hoffman 首次将变压器与电感集成在一起，并称其为“combined transformer and inductor device”^[8]；在 70 年代末，Slobodan.Cuk 在 Cuk 变换器中成功应用了该技术^[9]，从此这项技术引起了人们的广泛关注，越来越多的人投入到其中的研究工作中；20 世纪 80 年代中，由于设计复杂、制造困难，这项技术除了被应于多路输出电源外，在其它电源产品上的应用非常有限；1997 年，Wei Chen 成功将倍流整流电路的两个滤波电感和变压器进行集成^[10]，使这一技术成为新的研究热点。

与国外相比，国内对这项技术的认识和研究十分有限，对其的介绍从 20 世纪 90 年代才开始。最早在 1990 年版的《开关稳压电源》中介绍 Cuk 变换器时，简要提到了磁集成技术的作用。之后，清华的蔡宣三教授对磁集成的概念和分析方法以及磁集成的 Cuk 变换器的基本原理作了详细的介绍。2001 年，南京航空航天大学航空电源重点实验室的陈乾宏等研制出采用磁集成技术的高效率、低压输出正反激变换器^[11]。目前国内有一些单位正在从事相关的研究，但工作开展得非常有限，国内关于这方面的研究报道很少，相关的论文也很少。

2、多磁路变压器的国内外研究现状

变压器上采用多磁路结构，就可以满足不同性能需要，并达到其它方法难以达到的效果。例如，在文献[12]中，胡岩在大容量变压器中应用磁分路结构，以解决漏磁问题。如图 1.1 所示，在绕组端部安装磁分

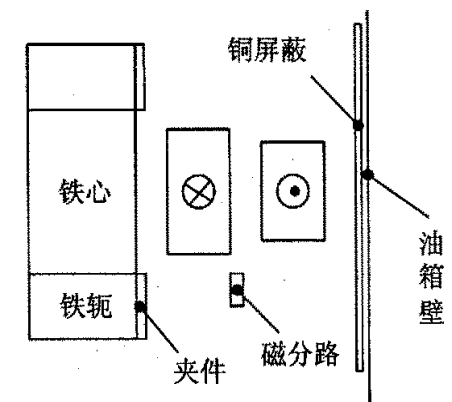


图 1.1 大容量变压器磁分路示意图

路，在油箱壁的前后两侧均安装铜屏蔽，可以减少绕组在端部进入附近金属结构件的漏磁，从而可以减少漏磁在这些金属结构件中产生涡流，从而解决涡流产生热量导致局部过热的问題。

然而，多磁路结构变压器的电磁场分析非常复杂，利用传统的磁路法求解多磁路变压器的电抗是非常困难的，目前国内外主要采用计算机软件 Ansys 和 Ansoft 进行有限元计算，先解出电磁能量，再根据漏磁能量来求解电抗。

1.2.2 发展趋势

1、磁集成技术的发展趋势

根据当前磁集成技术的现状，需要在以下几个方面进一步开展研究和应用：

① 对耦合电感实际应用的细致研究，如动态特性的分析、电容的设计等。② 新的适用于具体应用电路的 IM 的研究，Wei Chen 的倍流整流电路就是成功的例子。③ IM 的优化设计。④ 建立实用、标准的磁件电路仿真模型和损耗分析模型。

随着电源的发展，新型磁性材料和磁芯的出现，对磁集成技术提出更高的要求：① 进一步拓宽磁集成技术的应用领域。既要扩大应用场合，还要发掘 IM 的新功能。如文献[13]利用 IM 来实现半匝绕组。将其推广，可实现任意分数匝的绕组。② 研究适用于新的磁性材料与磁芯结构的磁集成技术^[14]。

2、多磁路变压器的发展趋势

合理设计变压器的多磁路结构，其漏抗可以取代平衡电抗器的作用，减小体积，减轻重量，降低造价。因此这种变压器将是多重逆变电路输出变压器的首选；又由于多磁路结构可以改变磁通的走向，变压器中均可采用多磁路结构，可减小漏磁通产生的涡流，随着分析方法的不断改进与简化，多磁路变压器可能得到大力推广。

另外，作为变压器，还应该在下面三个方面得到突破：① 新材料的应用 例如，采用激光照射和机械压痕的高导磁取向硅钢片，以减少铁心涡流损耗；采用菱格上胶绝缘纸作为绝缘，以提高抗短路机械力的能力。② 新工艺的应用 例如，采用阶梯叠铁心工艺，以节约能源、提高供电质量、减轻噪声环境污染和增加材料利用率；采用圆柱矩轭铁心，不但降低了铁心的高度，节省材料，减轻了重量，简化夹紧装置，增强了机械强度，并且外形美观而工艺简单。③ 改进技术 例如，采用椭圆形绕组，既可以减少铁心重量，又有足够的刚度；采用半油道结构可以提高窗口填充系数而且节材节资；不同硅钢片搭配使用，可以充分利用现有材料，加快生产周期^[15]。

1.3 课题来源及主要研究工作

本课题来源是与株洲南车电机股份有限公司合作，开发设计一种新颖的、采

用磁集成技术的、多磁路变压器，并以深圳地铁车辆辅助逆变电源上的容量为 168kVA 的变压器为研究对象。

168kVA 多磁路变压器的研究包括对其漏磁场进行有限元分析，计算出高压绕组对低压绕组的阻抗、漏感，及高压上下两组的阻抗、漏感；对轴向双分裂的绕组结构进行有限元分析，以保证上下两组参数的平衡；对设计方案进行温度场有限元分析，计算出绕组内部、铁心和金属结构件的温度分布；根据电磁场、温度场有限元分析结果，从体积小、重量轻的角度优化变压器设计；进行变压器性能试验和参数测试。

本文根据采用磁集成技术的 168kVA 多磁路变压器的技术要求，用计算机进行原理仿真和动态模拟，制造模型变压器验证仿真结果，并与株洲南车电机股份有限公司合作，设计和制造样机，在变压器厂进行相关的性能试验研究。主要研究工作有如下几个方面：

- 1) 磁集成技术理论与设计方法
- 2) 利用 Matlab 软件 Simulink 工具箱对地铁车辆辅助逆变电源进行仿真
- 3) 有限元方法在采用磁集成技术的多磁路变压器中的应用
- 4) 多物理场的有限元分析
- 5) 采用磁集成技术的多磁路变压器的出厂试验

第2章 逆变电源磁集成技术原理分析

2.1 电路结构

2.1.1 逆变电路的多重化

在大功率逆变电路中,电流源型逆变器常采用半控晶闸管器件作为功率开关,该类器件换流过程时间较长,限制了开关频率,使输出电流为方波;高压、大功率电压源型逆变器也多采用门极可关断晶闸管作为功率元件,该类器件虽有自关断能力但器件开关频率仍低,输出电压也多为方波。方波电压、电流含有丰富的低次谐波,严重影响输出特性,如果用于交流电机供电,会使电机附加损耗增加,效率降低,运行功率因数恶劣,并产生谐波转矩,引起噪声与振动等。因此有必要对逆变器输出波形进行改善,使之尽可能接近正弦波形,以减少谐波含量。对此有两种处理办法:1. 对于大容量逆变器,由于电压、电流定额限制只能使用晶闸管(包括门极可关断晶闸管)作开关元件时,多采用多重化、多电平技术;2. 对于中、小容量逆变器,可以使用高频自关断器件,多采用脉宽调制(PWM)技术。

多重化就是将几个逆变器输出波形在相位上错开一定角度进行叠加,使之获得尽可能接近正弦波的多阶梯波形。

方波逆变电路中,对于电压型来说,输出交流电压是矩形波;对于电流型来说,输出电流是矩形波。为了减少矩形波中所含的谐波,常常把几个矩形波组合起来,使之成为接近正弦波的波形。这就是逆变电路多重化的方法。

2.1.2 电压型逆变电路多重化的基本原理

电压型和电流型逆变电路都可以实现多重化。下面以电压型逆变电路为例来说明多重化的基本原理。

图 2.1 是单相电压型逆变电路二重化的原理图。二重逆变电路由两个单相逆变电路组成,它们的输出通过变压器 T1 和 T2 串联起来。图 2.2 是电路的输出波形。两个单相逆变电路的输出电压 u_1 和 u_2 都是导通 180° 的矩形波,其中包含所有的奇次谐波。现在只考察其中的 3 次谐波。如图 2.2 所示,把两个单相逆变电路导通错开 60° ,则 u_1 和 u_2

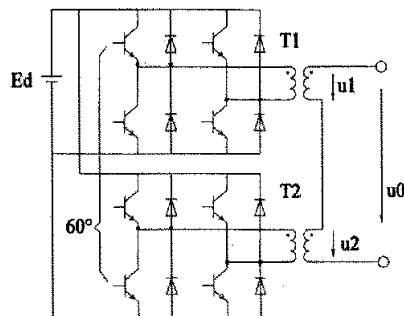


图 2.1 单相电压型二重逆变电路

中的电 3 次谐波就互相错开 180° 。通过变压器串联合成后，两者中所含 3 次谐波互相抵消，所得到的总输出 u_0 中就不含 3 次谐波。 u_0 的波形是导通 120° 的矩形波，和三相桥式逆变电路 180° 导通方式下的线电压输出波形相同。其中只含 $6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 次谐波， $3k$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 次谐波被抵消了。

像上面这样，把若干个逆变器的输出按一定的相位差组合起来，使它们所含的某些主要的谐波分量相互抵消，就可以得到较为接近正弦波的波形。

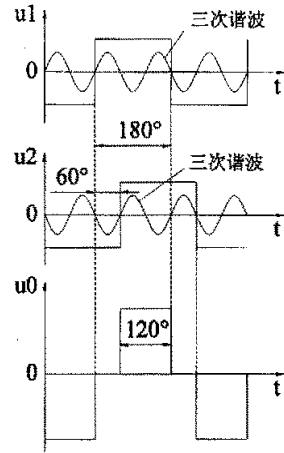


图 2.2 多重逆变电路的工作原理

2.1.3 三相电压型多重逆变器

图 2.3 是三相电压型二重逆变电路原理图。该电路由两个三相桥式逆变电路构成，其输出电压通过变压器 T1 和 T2 串联合成。两个三相桥式逆变电路均为 180° 导通方式，这样，它们各自输出的线电压都是 120° 矩形波。工作时，使逆变电路 II 的相位比逆变桥 I 滞后 $\Phi=30^\circ$ 。变压器 T1 为 D/Y 联结，变比为 $1:\sqrt{3}$ (一次和二次绕组匝数相等)。变压器 T2 一次侧也是三角形联结，但二次侧每相有两个绕组，采用曲折接法，使得其二次电压相对一次电压而言比 T1 超前 30° 。这样， u_{U2} 和 u_{U1} 的基波相位就相同。

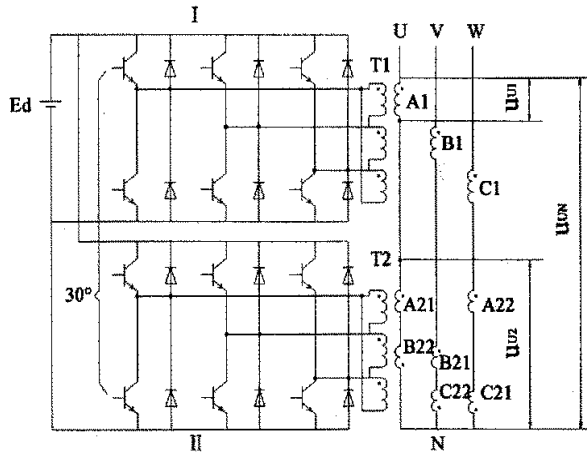


图 2.3 三相多重逆变器

如果 T2 与 T1 一次侧匝数相同，为了使 u_{U2} 基波幅值和 u_{U1} 基波幅值相同，T2 和 T1 二次侧匝比就应为 $1/\sqrt{3}$ 。T1、T2 二次侧基波电压合成情况的相量图如图 2.4 所示。图中 U_{A1} 、 U_{A21} 、 U_{B22} 分别是变压器绕组 A1、A21、B22 上的基波电压

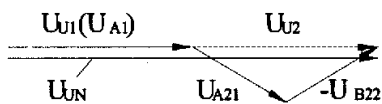


图 2.4 二次侧基波电压合成相量图

相量。

图 2.5 给出了 $u_{U1}(u_{A1})$ 、 u_{A21} 、 $-u_{B22}$ 、 u_{U2} 和 u_{UN} 的波形图。可以看出， u_{UN} 比 u_{U1} 接近正弦波。

把 u_{U1} 展开成傅立叶级数得

$$u_{U1} = \frac{2\sqrt{3}Ed}{\pi} [\sin \omega t + \frac{1}{n} \sum_n (-1)^k \sin \omega t] \quad (2.1)$$

式中， k 为自然数。 u_{U1} 基波分量有效值为

$$U_{U11} = \frac{\sqrt{6}Ed}{\pi} = 0.78Ed \quad (2.2)$$

n 次谐波有效值为

$$U_{U1n} = \frac{\sqrt{6}Ed}{n\pi} \quad (2.3)$$

把由变压器合成后的输出相电压 u_{UN} 展开成傅立叶级数，可求得其基波电压有效值为

$$U_{UN1} = \frac{2\sqrt{6}Ed}{\pi} = 1.56Ed \quad (2.4)$$

其 n 次谐波有效值为

$$U_{UNn} = \frac{2\sqrt{6}Ed}{n\pi} = \frac{1}{n} U_{UN1} \quad (2.5)$$

式中， $n=12k \pm 1$ ， k 为自然数。在 u_{UN} 中已不含有 5 次、7 次等谐波^[16]。

比较式(2.2)与式(2.4)以及式(2.3)与式(2.5)，多重化后逆变器输出基波电压有效值是未采用多重化的 2 倍，但是 n 次谐波有效值也是未采用多重化的 2 倍。

2.1.4 并联双重逆变器输出不平衡分析

多个逆变器并联输出的主要优点：可以灵活扩大逆变系统的容量；易于实现逆变器模块化，组成并联冗余系统，即 N 个逆变器并联达到额定输出功率，但实际系统包含 $N+1$ 个逆变器模块，正常运行时， $N+1$ 个模块并联工作，当其中任一模块失效时，其余 N 个模块仍可继续提供 100% 的负载，提高运行的可靠性；系

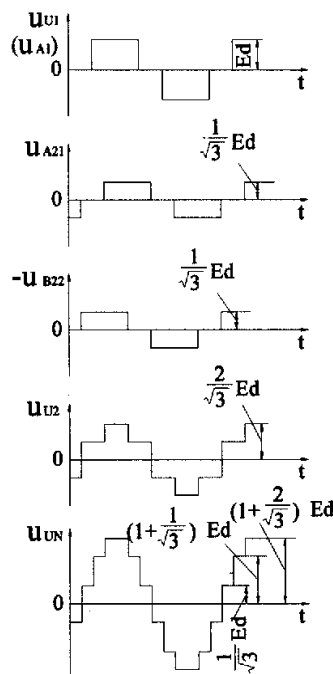


图 2.5 三相电压型二重逆变电路波形图

统的可维护性强；单台逆变器的功率开关电流应力小。

由于电网直流电压总是存在波动(地铁有±20%的波动)，如果两个全桥的输出端直接并联，没有平衡电抗器，而输出线路电阻很小，两逆变器的输出即使只存在很小的电压差，也会产生远大于额定值的电流，该电流大部分不经过负载，而在两逆变器之间形成环流，因此，为了限制过大的环流，可在两者之间的输出端之间接一个平衡电抗器 L_p ，如图 2.6 所示。只要取适当的 L_p ，环流就会得到控制。

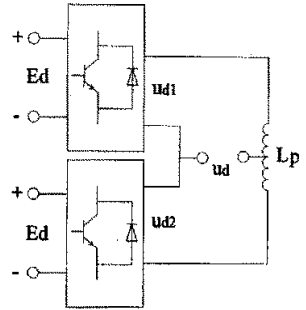


图 2.6 并联双重逆变器基本电路

这里以两个单相全桥逆变器组成的双重逆变器为例，说明电抗器作用。电路结构如图 2.7 和

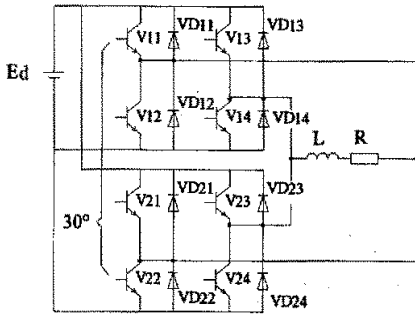


图 2.7 不带电抗器的并联双重逆变电路

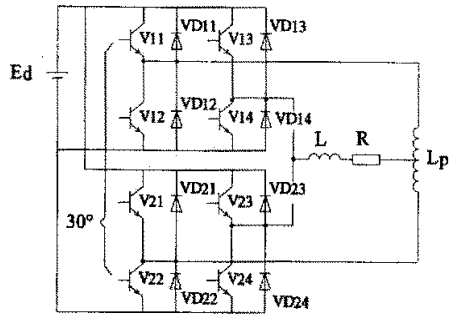


图 2.8 带电抗器的并联双重逆变电路

图 2.8 所示。

由于电压的波动是不可避免的，故两个逆变器的输出电压也不能恒定，而总是不规则波动的。将 u_{d1} 、 u_{d2} 展开成傅氏级数得^[16]：

$$u_{d1} = \frac{4E_d}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots) \quad (2.6)$$

$$u_{d2} = \frac{4E_d}{\pi} [\sin(\omega t - \theta) + \frac{1}{3} \sin 3(\omega t - \theta) + \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \theta) + \dots] \quad (2.7)$$

以本文所研究的深圳地铁辅助逆变器为例，每个逆变器直流输入电压 $E_d = 750V$ ，移相角 $\theta = 30^\circ$ ，角速度 $\omega = 2\pi f = 100\pi$ 。两个逆变器输出电压（单相）分别如图 2.9 中 u_{d1} 和 u_{d2} 所示。从图 2.9 中可以清晰的看出， u_{d1} 、 u_{d2} 的瞬时值不相同，因此，电压差总是存在的，如果没有平衡电抗器，则在两台逆变器之间的回路中，就会产生很大的环流，危害逆变器，导致逆变器不能工作甚至烧毁。

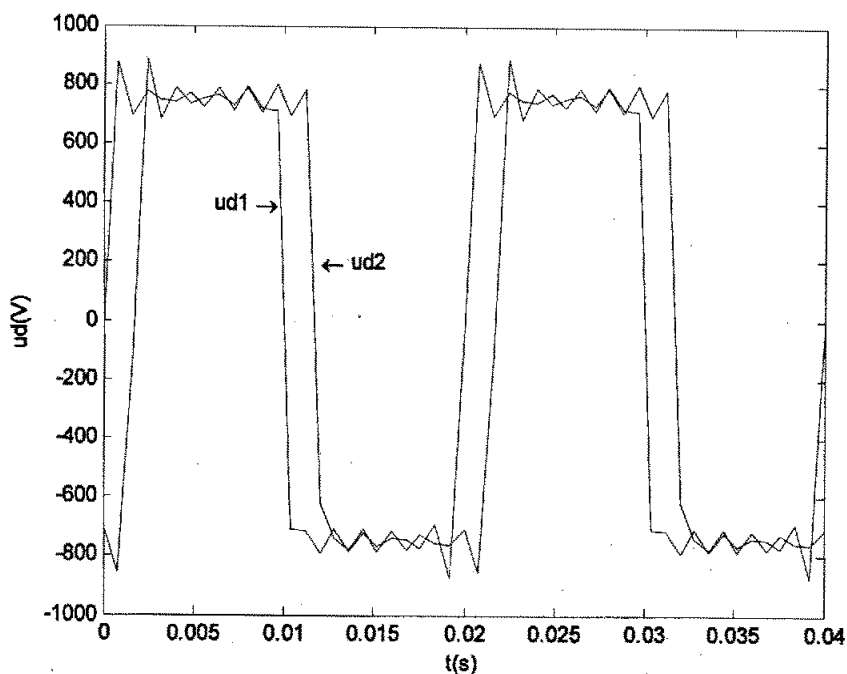


图 2.9 两个逆变器各自输出电压波形

图 2.8 中，加入平衡电抗器 L_p 后，由于 L_p 的存在，只要合理地设计 L_p ，环流就会得到控制。

除此之外，平衡电抗器可以减小换相电流对功率元件的冲击损害，限制电压谐波，等等。

2.2 变换器磁集成技术

2.2.1 磁集成技术简介

磁性器件（简称磁件），如变压器、电感，是开关电源的重要组成部分，它是完成能量储存与转换、滤波和电气隔离的主要器件，主要从以下几个方面影响变换器的整体性能：

1、磁件是影响变换器体积、重量的主要因素^{[17][18]}，根据统计，磁件的重量一般是变换器总重的 30~40%，体积占总体积的 20~30%，对于高频工作、模块化设计的电源，磁件的体积、重量所占的比例还要高于上面给出的数据。

2、磁件参数的选取（指输出滤波电感的大小）直接影响电源的输出电流脉动和输出动态性能^[19]。

3、磁件的损耗影响变换器的效率^[20]。

4、磁件的寄生参数对开关管的电压、电流应力有很大的影响^{[21][22]}。

磁集成技术是将变换器中的两个或多个分立磁件，如电感、变压器等，绕制在一副磁芯上，从结构上集中在一起。采用磁集成技术能够减小磁件的体积和重量，有时还能减小电流波纹、降低损耗、改善电源动态性能，对提高电源的性能及功率密度有重要意义^[2]。

2.2.2 磁集成方式的分类

实现多个磁件集成，一般要求磁芯具有多条磁支路，这样才能将多个交变磁通不一定相同的分立磁件集成起来。根据获得多条磁路的方法，可将磁集成技术的应用分为两大类：① 改变磁芯结构，人为得到多个磁支路，实现磁件集成；② 不改变原有磁芯结构，充分利用某些磁芯多磁路的特性进行集成。

根据磁集成的对象可将磁集成技术分为电感与电感集成、电感与变压器集成以及变压器与变压器集成。

从集成磁件中磁通作用关系出发，主要有四种集成方式：① 直流磁通与交流磁通叠加，主要用于高频场合的电感与变压器的集成；② 交流磁通在公共磁柱的交错并联或互相抵消，用于绕组有相位差的电感与变压器的集成、交变磁通相对方向固定的电感与变压器的集成；③ 直流磁通与直流磁通互相削减，用于一般电感与电感的集成；④ 绕组产生的交流磁通正向耦合，用于绕组电压相对方向固定的磁件集成^[14]。

2.2.3 多磁路变压器的磁集成技术理论

变压器漏抗的存在是不可避免的。事实上，在实际应用中，考虑到对逆变器工作效率和功率因数以及输出压降的要求，在理想情况下，希望漏抗越小越好，因此漏抗将被限制在一定的范围之内。

本文所研究的多磁路变压器，高压侧绕组轴向双分裂，其单相的 T 形等效电路图如图 2.10 所示。

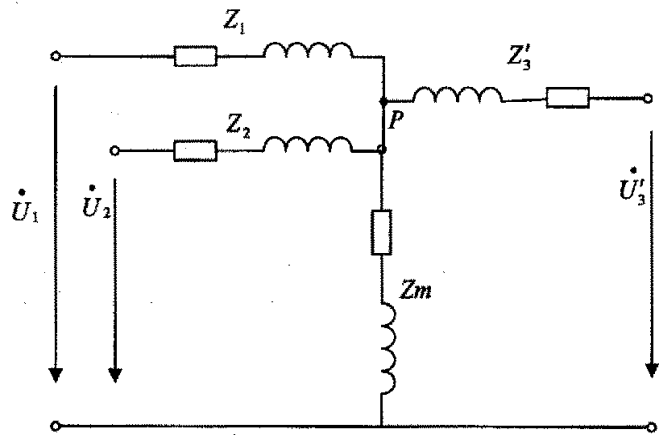


图 2.10 变压器单相 T 形等效电路

Z_1 为高压 1 的漏阻抗， Z_2 为高压 2 的漏阻抗， Z_3' 为低压侧折算到高压侧的漏阻抗， Z_m 为激磁阻抗。从图中可以看出，该多磁路变压器与双重逆变器连接以后，

\dot{U}_1 相当于图 2.6 中的 u_{d1} ， \dot{U}_2 相当于 u_{d2} ，而 Z_m 相当于负载。故 Z_1 和 Z_2 一起相当

于图 2.6 中的平衡电抗器 L_p ，而位置 P 也相当于图 2.6 中 L_p 的中点。也就是说，多磁路变压器的漏阻抗可以取代部分甚至全部代替并联双重逆变器的平衡的电抗器(依漏感值而定)。

既然理论上，高压侧的漏阻抗可以取代平衡电抗器的作用，我们就充分利用漏阻抗，实现平衡电抗器与变压器集成在一起，以减小整个逆变系统的体积和重量。这时候，变压器的漏抗就不再单纯越小越好，它必须是在起到平衡电抗器的作用后越小越好。因此，如何设计变压器的漏阻抗，是一个要解决的重要问题。

在本文中，变压器结构采用 Arkadiy Kats 所提出的 E 型磁芯组合方法如图 2.11 所示^[23]。通过该方法可以实现漏感的控制。变压器绕组联接方式为 Ddyny5，变压器一次侧绕组为轴向双分裂形式，并皆为三角形联结，彼此工作独立运行，即当某一高压侧发生临时故障的时候，另一方能继续工作运

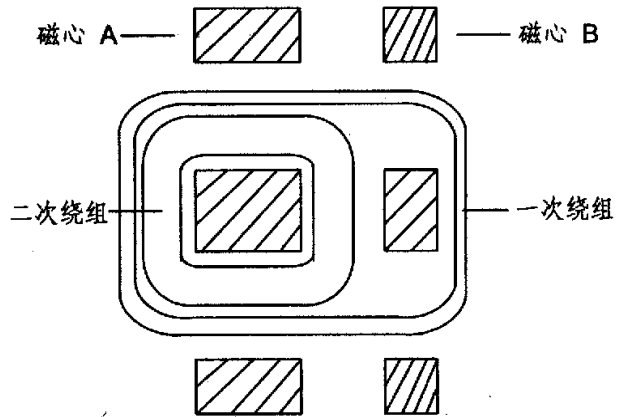


图 2.11 多磁路变压器铁心结构示意图

行；二次侧绕组为星型联结。图 2.11 中磁芯 A、B 被组合使用，变压器的一次绕组在两副磁芯上，二次绕组仅在磁芯 A 上，使变压器的漏感集中到一次侧，通过调节磁芯 B 的气隙可精确控制漏感的大小，对变压器一次侧充当双重逆变系统中逆变桥之间平衡电抗器 L_p 作用。

2.2.4 双重逆变系统平衡电抗器 L_p 的设计

从图 2.9 中，可查得 u_{d1} 、 u_{d2} 的最大差 $\Delta U_m \approx 120V$ ，逆变电路的额定电流 $I = 154A$ 。定义不平衡参数^[24]：

$$\delta = \frac{|\Delta I_m|}{I} = \frac{\Delta U_m}{4L_p \omega I} \quad (2.8)$$

式中， ΔI_m 为两个逆变器输出电流的最大差值。当然，我们希望 δ 尽量小些。但在 u_{d1} 、 u_{d2} 具有一定的差异，使得 ΔU_m 不是很小的情况下， δ 的减小则要求平衡电抗器的电感量增大，而平衡电抗器 L_p 体积和重量是近似与 LI^2 成正比的。因而这里要求 $\delta \leq 0.15$ 就可以了。

平衡电抗器的电感可按下式求解^[24]：

$$L_p = \frac{\Delta U_m}{4\delta\omega I} = \frac{120}{4 \times 0.15 \times 314 \times 154} \times 1000 = 4.136mH \quad (2.9)$$

2.3 深圳地铁车辆辅助电源仿真

2.3.1 地铁车辆辅助电源电路简介

深圳地铁车辆辅助电源电路如图 2.12 所示。两个三相桥式逆变电路共用同一直流电源, $E_d=1500V$; 工作时, 逆变桥 II 相对于逆变桥 I 滞后 30° 。变压器具有两个高压绕组(High1、High2), 两个低压绕组(Low1、Low2), 两原边为 Δ 形联结, 两副边 Y 形联结。绕组 Low1 经整流后, 输出直流电压 110V, 输出功率 16kW; 绕组 Low2 经滤波后, 输出三相 50Hz 交流电, 输出功率 144kVA。

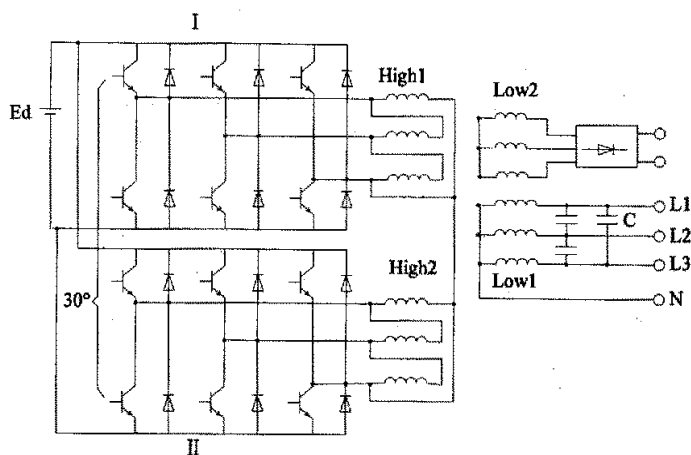


图 2.12 深圳地铁车辆辅助电源电路

(1) 直流侧逆变系统参数

额定功率: 144KVA + 16kW (三相输出功率)。

额定直流电流: $(144KVA + 16kW)/1500V_{rated}$
+ 10A(max power loss) (母线电流)

空载直流电压: min 1000VDC, rated 1500VDC,
max 1800VDC (母线电压)

(2) 变压器参数(变压器接线如图 2.13 所示)

变压器容量: 168kVA; 频率: 50Hz; 联结方式:
Ddyny5

重量: 518kg

变压器原边采用轴向双分裂即为两个高压侧绕组其额定值: 315V/154A;

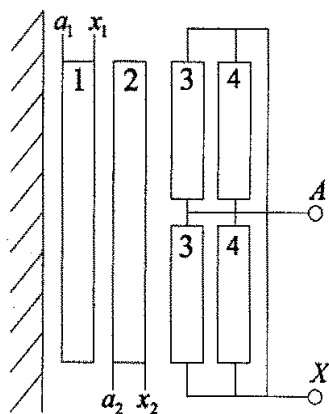


图 2.13 变压器接线示意图

变压器副边由两个低压侧绕组组成：

低压绕组 1 用于对机车辅助设备充电，其额定值：500V/24A（不参与计算）；

低压绕组 2 额定值为：430V/208A；

变压器漏抗值：在低压侧绕组短路，通额定工作电流情况下实验测得（测量误差 30%-0%）两高压绕组与低压绕组二之间的漏感为 0.5mH；同理可推出单个高压绕组与低压绕组二之间的漏感为 1.0mH；

两高压绕组之间的漏感值>0.7mH；

绝缘等级：H 级；

冷却方式：强迫风冷（AF）。

2.3.2 系统模型的 Simulink 仿真

2.3.2.1 Simulink 简介

Simulink 是一个用来对动态系统进行建模、仿真和分析的软件包。它提供了一个图形化的交互环境，只需要用鼠标拖动的方法便能迅速地建立起系统框图模型，甚至不需要编写一行代码。它和 MATLAB 的无缝结合使得用户可以利用 MATLAB 丰富的资源，建立仿真模型，监控仿真过程，分析仿真结果。另外，Simulink 在系统仿真领域中已经得到广泛的承认和应用，许多专用的仿真系统都支持 Simulink 模型，这非常有利于代码的重用和移植。使用 Simulink 可以方便地进行控制系统、DSP 系统、通信系统以及其它系统的仿真分析和原型设计^[25]。

Simulink 的强大功能主要如下：① 交互式、图形化的建模环境，可以帮助用户快速地建立动态系统模型；② 交互式的仿真环境，既可以通过下拉菜单执行仿真，也可以通过命令进行仿真；③ 专用模块库，用户可以迅速地对系统进行建模、仿真和分析；④ 提供了仿真库的扩充与定制机制，允许用户扩展仿真环境的功能；⑤ 与 MATLAB 工具箱集成，用户可以直接在 Simulink 下完成诸如数据分析、过程自动化、优化参数等工作。

2.3.2.2 构建模型

地铁车辆逆变辅助电源系统仿真，采用 Matlab\Simulink 软件建模如图 2.15 所示：

图 2.15 中两个逆变器直流电源均为 750V，逆变桥 1 与逆变桥 2 为移相 30°触发，开关频率为 1.5kHz；变压器为三绕组变压器，

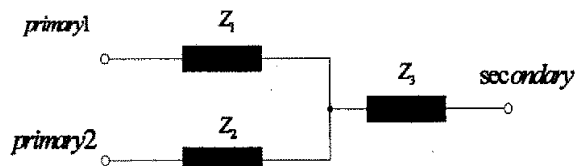


图 2.14 变压器简化等效电路图

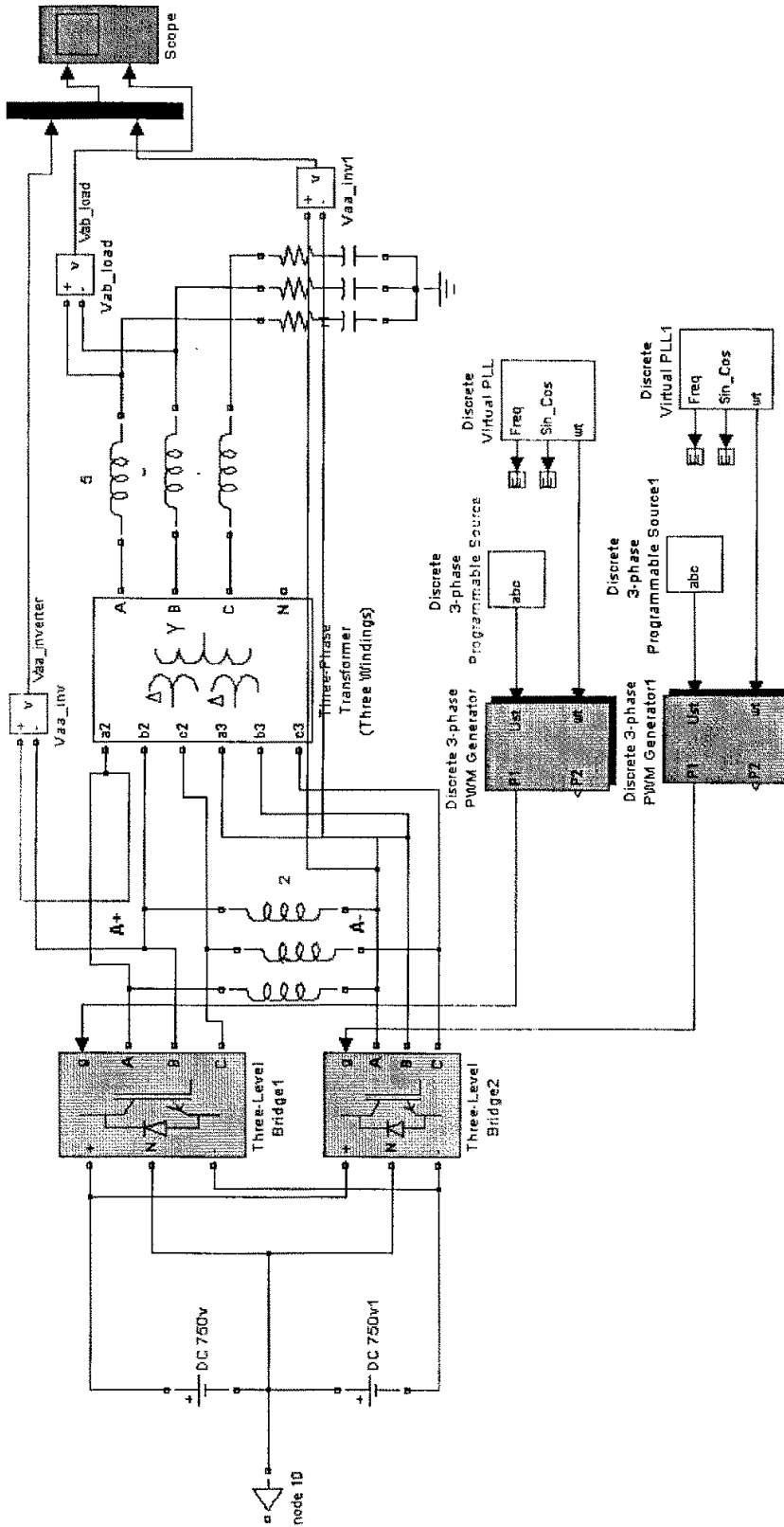


图 2.15 地铁车辆辅助电源系统仿真模型

两原边为 Δ 形联结,副边Y形联结,图 2.14 为多磁路变压器绕组的简化等效电路,其中 Z_1 、 Z_2 分别为高压侧绕组阻抗, Z_3 为低压侧绕组阻抗;各绕组之间的阻抗参数经过有限元法分析计算得出,变压器输出端接阻性负载;图 2.15 中电感 2 起平衡电抗器的作用,电感 5 与电容共同起低通滤波器的作用,在本文磁集成技术的研究中,它们集成在变压器中,具体表现为变压器的漏抗,电感 2 相当于 Z_1 、 Z_2 的电感之和,电感 5 相当于 Z_3 的电感。

2.3.2.3 仿真结果分析

图 2.16、图 2.17 为加电感 2 前后,变压器输出电压波形(纵轴为电压,横轴为时间)

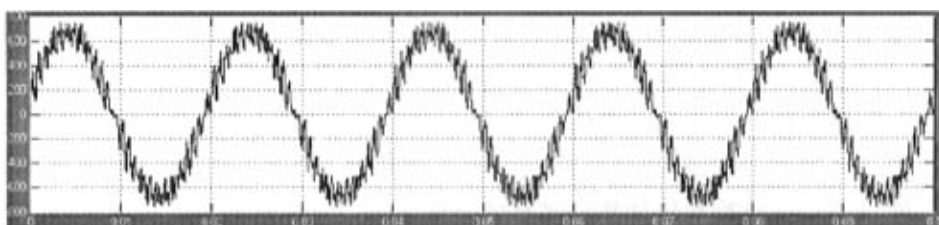


图 2.16 加电感 2 后,变压器电压输出波形

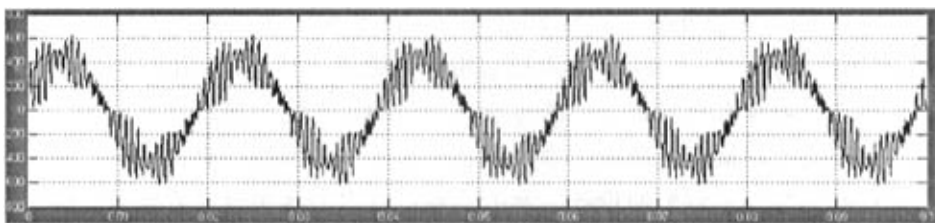


图 2.16 去掉电感 2 后,变压器电压输出波形

对比两图,我们可以清楚的看到,加电感 2 后比去掉电感 2 后,变压器电压输出波形有很大的改善,也更接近于正弦波,谐波大大减小。前面的分析我们已经说过,平衡电抗器有控制谐波的作用,这里得到了验证。

2.4 本章小结

本章通过首先分析多重逆变器特别是双重逆变器的基本原理,可以确定平衡电抗器在并联双重逆变系统中的作用;然后,对多磁路变压器中磁集成技术进行的研究,进一步证实磁集成技术完全可以解决取代平衡电抗器的作用;接着,在上述理论的基础上可以计算出变压器的漏抗值,用以作为设计和试验的依据;最后,对深圳地铁车辆辅助逆变电源进行仿真,验证了平衡电抗器具有控制谐波的作用。

第3章 变压器漏磁场的有限元分析方法

3.1 用有限元法计算变压器漏磁场的概况

20世纪60年代中期,是计算机应用于变压器设计的初期阶段。在此之前,变压器设计人员进行设计的基本工具是计算尺,即便如此,认为计算尺能够进行比变压器结构要求更精确的计算。但毕竟变压器用绝缘纸和纸压板这些基本材料的性能不很稳定,设计人员的要求往往不能如愿以偿,其偏差大约在 $\pm 2\text{mm}$ 或 $\pm 3\text{mm}$ 。阻抗和杂散损耗公式中的经验因数来自于多年的经验和实际试验。准确地说计算值有10%的偏差,特殊情况下也可大于10%。

计算机的计算效率极大的改变了上述状况,但开始并非如此,直到研制出适当的计算程序,才使计算机充分展示出它的最大效益。有限元模拟计算是目前变压器设计人员进行理论计算的最有效方法之一。它能够对复杂的变压器结构进行准确的计算机模拟计算,无论是计算电场分布、磁场分布或是电磁场分布。

有限元方法(FEM, Finite Element Method)是近似求解数理边值问题的一种数值技术^[26~30]。这种方法大约有50年的历史,最早产生于力学计算中,1971年Winslow、Chari和Silvester等人把它用于电磁场计算,成为电磁场中的一个重要的转折点,至今在电气工程中的每个方面得到了广泛的应用。

有限元方法被广泛应用于电气设备产品开发的前期研究,直接指导设计过程,包括对产品性能要求苛刻的设计方案的实现;众多的各种设计方案的比较;设计方案指导思想调整;设计方案具体内容的优化及改进等。从而突破了以往“设计—试制—修正”的那种旧的产品设计试验方法。随着近年来在计算机技术和数值分析方法下发展,有限元分析(FEA, Finite Element Analysis)方法则为解决复杂的工程分析计算问题提供了有效的途径。

在国外,虚拟样机制造这一概念已经在一些大的企业得到实际应用。虚拟样机制造即计算机辅助设计(CAD)技术建立原始电器装备结构模型,然后通过相应的数据接口将CAD上的模型数据传输到对应的电磁分析软中去,进行电磁、热及应力分析等。这样可以大大缩短工程设计时间,提高工程质量,降低设计成本,同时也提高了企业的市场竞争能力。

目前,在我国的高压电器装备行业中,电磁场的数值计算在工程中的应用也得到广泛的重视,在基础理论研究和工程应用等方面取得了一定的成绩。但是,这些主要集中在各个高校的相关专业和—些相关的研究所;在电器装备制造企业内部的应用还有待进一步的推广。尤其在电磁数值分析软件的自主开发研究同国内部的应用还有待进一步的推广。尤其在电磁数值分析软件的自主开发研究同国内部的应用还有待进一步的推广。

外相比的差距较大，这需要我国工程软件设计者们的共同努力。

有限元方法在电磁设备计算方面有了飞速的发展，如自适应网格剖分、三维场建模求解、耦合问题、开域问题、高磁性材料及具有磁滞及饱和非线性特性介质的处理、逆问题、人工智能和专家系统优化设计、边基有限元法等。从应用的角度来看，当前有限元法电磁计算的前沿性课题可分为三维静磁场、三维涡流场、高频场、三维耦合场等主要内容。在实际工程实践中，有限元分析软件使设计水平发生了质的飞跃，主要表现在以下几个方面：

- 1、增加设计功能，减少设计成本；
- 2、缩短设计和分析的循环周期；
- 3、采用优化设计，降低材料的消耗或成本；
- 4、在产品的制造前预先发现潜在的问题；
- 5、模拟各种试验方案，减少试验时间和经费；
- 6、进行事故分析，查找事故原因。

由于计算机可以准确地预算磁通的分布形态，故它能够更加简单和准确地确定变压器漏电抗；由于变压器铁心的杂散损耗取决于漏磁通，所以采用有限元法可以准确并直接计算出杂散损耗，并且可以确定出具有很高精度正常负载和短路条件下的电磁力，这是传统方法不能达到的^[31]。

由于受数学分析方法的限制，早期研究漏磁场的方法主要有解析法和模拟试验法，这些方法在建模时均假设漏磁场在轴向是对称的，以便将三维场简化为二维场，同时认为漏磁感应呈梯形规律分布。由于变压器绕组中漏磁场分布较复杂，精确计算绕组涡流损耗十分困难，用二维涡流场解析或其改进式计算，误差较大。为克服解析法的不足，从20世纪70年代起，人们就将数值方法引入漏磁场的研究领域，使变压器的设计或计算得到了改进。

1973年，Andevsen首先将有限元法用于变压器的漏磁场计算。他的计算方法考虑了曲率的影响，取得了较好的效果。但是为了简化计算，将绕组周围的磁场分布假设为轴对称的，用计算单柱的轴对称漏磁场来代替对三相变压器整体漏磁场的计算。此外，在求解漏磁场时，都是从恒定场的微分方程出发，没有考虑涡流的影响。

本文中，我们主要应用大型有限元仿真软件 ANSYS 来实现多磁路变压器漏磁场仿真分析。

3.2 变压器漏磁场有限元分析的基本理论

3.2.1 电磁场基本理论

电磁场理论由一套麦克斯韦方程组描述,分析和研究电磁场问题的出发点就是对麦克斯韦方程组的研究。在电磁场中有限元方法所用的偏微分方程就是从麦克斯韦方程组推导出来的。麦克斯韦方程组实际上是由四个定律组成的,即为:安培定律、法拉第定律、高斯电通定律和高斯磁通定律。

方程组的基本变量为以下五个矢量和一个标量:

电场强度	E	V/m
磁场强度	H	A/m
电通量密度	D	C/m ²
磁感应强度	B	T
电流密度	J	A/m ²
电荷密度	ρ	C/m ³

1、环路定律

无论介质和磁场强度 H 的分布如何,磁场中磁场强度沿任何一闭合路径的积分等于穿过该积分路径所确定的曲面 Ω 的电流的总和,或者说该线积分等于积分路径所包围的总电流。这里的电流包括传导电流(自由电荷产生)和位移电流(电场变化产生)。

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_{\Omega} \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S} \quad (3.1)$$

这里 Γ 为曲面 Ω 的边界, J 为传导电流密度矢量(上标箭头表示矢量,下同)。

2、法拉第电磁感应定律

闭合回路中的感应电动势与穿过此回路的磁通量随时间的变化率成正比。用积分表示则为:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (3.2)$$

3、高斯电通定律

在电场中,不管电解质与电通密度矢量的分布如何,穿出任何一个闭合曲面的电通量等于这个闭合曲面所包围的电荷量,这里指出电通量也就是电通密度矢量对此闭合曲面的积分,表达式如下:

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \rho \, dv \quad (3.3)$$

4、高斯磁通定律

磁场中，不管磁介质与磁通密度矢量的分布如何，穿出任何一个闭合曲面的磁通量恒等于零，这里指出磁通量即为磁通量矢量对此闭合曲面的有向积分。高斯磁通定律的积分形式为：

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (3.4)$$

方程(3.1)至(3.4)便构成了描述电磁场的麦克斯韦方程组。对上述四个积分方程，(3.1)表明不仅传导电流能产生磁场，而且变化的电场也能产生磁场；(3.2)为推广的电磁感应定律，表明变化的磁场亦会产生电场；(3.3)表明电荷以发散的方式产生电场；(3.4)说明磁力线是闭合曲线。这组麦克斯韦方程表明了变化的电场和变化的磁场间相互激发、相互联系形成统一的电磁场。

3.2.2 一般形式的电磁场微分方程

电磁场的计算中，经常对上述这些偏微分进行简化，以便能够用分离变量法、格林函数法等解得电磁场的解析解，其解的形式为三角函数的指数形式以及一些用特殊函数（如贝塞尔函数、勒让得多项式等）表示的形式。但工程实践上，要精确得到问题的解析解，除了极个别情况，通常是很困难的。于是只能根据具体情况给定的边界条件和初始条件，用数值解法求其数值解，有限元法就是其中最有效、应用最广的一种数值计算方法。

1、矢量磁势和标量电势

对于电磁场的计算，为了使问题得到简化，通过定义两个量来把电场和磁场变量分离开来，分别形成一个独立的电场或磁场的偏微分方程，这样便有利于数值求解。这两个量一个是矢量磁势 \vec{A} （磁矢位），另一个是标量电势 Φ ，它们的定义如下：

$$\text{矢量磁势定义为：} \vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (3.5)$$

$$\text{标量电势定义为：} \vec{E} = -\nabla\Phi \quad (3.6)$$

2、电磁场偏微分方程

按(3.5)和(3.6)定义的矢量磁势和标量电势能自动地满足法拉弟电磁感应定律和高斯磁通定律中，经过推导，可以得到磁场偏微分方程和电场偏微分方程：

$$\nabla^2 \vec{A} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu \vec{J} \quad (3.7)$$

$$\nabla^2 \Phi - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.8)$$

μ —相对磁导率 H/m;

ε —介电常数 F/m;

很明显,对于式(3.7)和(3.8)具有相同的形式,是彼此对称的,这就意味着它们的求解方法是相同的。对式(3.7)和(3.8)进行数值求解,本文主要采用有限元法,解得磁矢势和电势的场分布值,然后再经过转化,可得到电磁场的各种物理量,如磁感应强度、储能,磁感应强度可以在求出磁矢量势 A 后,经过式(3.5)可以得到 B;通过式: $W_m = \frac{1}{2} \int B \cdot HdV$ 可以得到磁场储能。

3.2.3 电磁场中常见的边界条件

电磁场问题实际求解过程中,有各种各样的边界条件,但归纳起来主要有三种:狄利克莱(Dirichlet)边界条件、诺依曼(Neumann)边界条件以及它们的组合。

狄利克莱边界条件表示为:

$$\Phi|_{\Gamma} = g(\Gamma) \quad (3.9)$$

其中 Γ 为狄利克莱边界, $g(\Gamma)$ 是位置的函数,可以为常数和零。当为零时,称此条件为其次狄利克莱其次边界条件。

$$\frac{\partial \Phi}{\partial n}|_{\Gamma} + f(\Gamma)\Phi|_{\Gamma} = h(\Gamma) \quad (3.10)$$

其中 Γ 为诺依曼边界, n 为边界 Γ 的外法线矢量, $f(\Gamma)$ 和 $h(\Gamma)$ 为一般函数,可为常数和零。当为零时,称此条件为其诺依曼条件。

3.3 变压器短路阻抗的电抗分量的能量法计算

能量法短路阻抗的电抗分量的计算方法概念清晰,比较适合于应用数值方法对变压器电抗进行分析,并且具有较好的精度,特别是在计算特殊结构的绕组时,更能显示其优越性。

变压器或电抗器绕组及周围空间储存了磁场能量,这些能量是在电流和磁场建立过程中,由外源做功转换而来的。利用磁场能量的关系可以求得磁场储能,即式(3.1)。根据漏磁场储能计算变压器的漏电抗,进而可以求出阻抗值。这种利用磁场分析计算磁场储能求电抗的方法即是电抗计算的能量法。变压器磁场储存的能量是由建立主磁场的能量和漏磁场的能量两部分组成的。在大容量变压器中,由于建立主磁场的能量远小于建立漏磁场的能量,因此在计算变压器漏抗时只建立漏磁场的能量即可。磁场储存的能量可由下式确定:

$$W_m = \int_{\Omega} B \cdot Hd\Omega \quad (3.11)$$

式中, B——空间漏磁场磁感应强度, T

H——空间漏磁场强度, A/m

Ω ——漏磁场分布的整个空间, m^3

W_m ——漏磁场储存的能量, J

能量法阻抗计算, 最初采用的是手算推导公式。该公式运算较为复杂, 需要借助于计算机编制程序, 或者采用有限元等数值分析方法。用此方法分析计算磁场储能, 有限网格剖分工作量较大。当针对变压器或电抗器不同的计算模型时, 剖分程序如果不能通用, 就加大应用这种方法的难度, 限制了其使用。

本文采用专业电磁场分析软件进行磁场储能计算, 进而计算电抗。这种方法只需将待求产品的结构尺寸、电流载荷、求解范围等输入, 无需大量的公式计算、编程。利用程序完成有限元网格剖分等复杂工作, 更适合研究人员精确求解需要。特别是在已有的电抗计算公式应用条件不适应, 需寻求其它解析法或数值求解方法进行解算时, 这种方法就显示了其求解比较简便精确的特点。

首先对变压器漏磁场进行分析, 算出 B 和 H 在整个空间的分布, 然后对整个空间进行积分, 进而求出漏抗或电感。磁场能量与漏抗的关系可用下式表示:

$$x_k = 2\pi f \frac{2W_m}{I_m^2} \quad (3.12)$$

式中, I_m ——工作电流幅值, A

f ——工作频率, Hz

x_k ——电抗值, Ω

电抗的计算方法有多种, 对于正常结构的变压器, 用传统的手算公式方法已能计算得相当准确, 采用能量法计算可以用来进行验证。但是当绕组结构较特殊时, 用传统方法的电抗计算公式则很难计算准确。传统的适用于常规变压器的感抗计算公式使用的前提条件是绕组高度远大于其辐向尺寸, 从而可忽略横向漏磁, 或仅以一个估算的横向洛氏系数对其修正。而在绕组的轴向尺寸比横向尺寸小或辐向尺寸较大时, 由于此时横向漏磁大, 因此无法应用常规的漏抗计算公式。所以

对于此类特殊绕组的漏抗计算较为适宜的方法是能量法^[32]。

本文研究的多磁路变压器, 结构如图 3.1 所示(三相绕组, 只画了一相), 每一相包括两个轴向双分裂的高压绕组, 两个低压绕组, 高压绕在主铁心和双 E 型铁心上, 低压绕组只绕在主低心上。变压器结构复杂, 其漏抗不能应用常规的公式计算, 必须采用能量法计算。

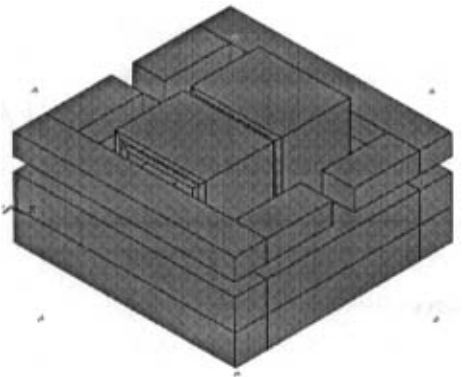


图 3.1 多磁路变压器的结构示意图

3.4 变压器漏磁场有限元分析方法的选择

3.4.1 稳态非线性分析方法

1、稳态非线性分析法

由于变压器多用于交流电网中，因而其漏磁场为时变场，即磁场是时间的函数。但当求解区域满足似稳条件， $r \ll \lambda$ 时（ r 是求解区域与电流源的距离， λ 是电磁波波长），磁场为缓变场。在缓变场中，动态标量磁位 Φ 和矢量磁位 A 的表达式分别与恒定磁场中的标量磁位和矢量磁位的表达式

相似，这说明虽然产生电磁场的激励源随时间变化，但对每一瞬间来说， Φ 和 A 在空间的分布规律分别和恒定磁场分布规律相同，因此可用恒定磁场中的计算公式计算时变场中的磁场^[1]。稳态非线性分析法，即假定电流恒定且磁场稳定的情况下，采用进行材料非线性求解。

非线性问题在实际工程应用中十分常见，比如变压器铁磁材料的 B-H 曲线呈非线性。

在处理线性分析时，ANSYS 求解器通过计算一系列的联立线性方程来预测系统响应。但是由于非线性结构不能用线性方程表示，就需要找到一种方法来近似求解。

常用的近似方法是将载荷分成一系列的载荷增量，用户在几个载荷步内或者在一个载荷步的几个子步施加载荷增量。在每一个增量的求解完成后，继续进行下一个载荷增量之前，程序需调整矩阵以反映非线性变化。但这种方法不可避免地引起增量积累误差，导致结果最终失去平衡，如图 3.2 中左图所示。

ANSYS 引入牛顿-拉普森(Newton-Raphson)平衡迭代实现了非线性求解，该方法在每一个载荷增量内用迭代法把误差控制在一定限值范围内，如图 3.2 中右图所示。

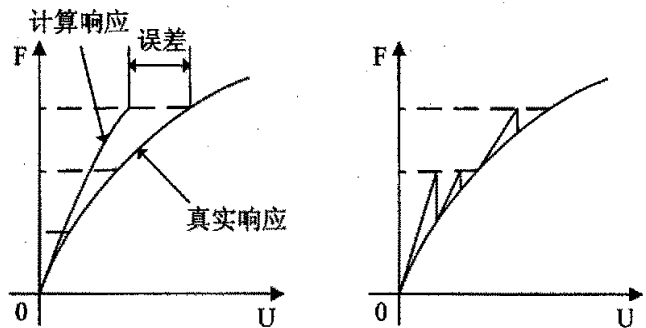


图3.2 纯粹增量求解与牛顿-拉普森迭代

ANSYS 提供一系列命令来加强问题的收敛性，如自适应下降 (Adaptive descent)、线性搜索 (Line search)、自动载荷步 (Automatic load stepping) 及二分法 (Bisection) 等，激活这些选项可以加强问题的收敛性，如果不能得到收敛，那么程序将根据设置继续下一个载荷步或者终止运算。

对某些物理意义上不稳定系统的非线性稳态分析,如果仅仅使用牛顿-拉普森方法,可能严重影响收敛问题,分析可能完全崩溃也可能“突然变成”另一个非线性问题。对这样的情况,可以激活另外一种迭代方法即弧长法(Arc-length method),进行非线性求解。弧长法迫使牛顿-拉普森平衡迭代沿一段弧收敛,从而能够阻止发散。

2、Ansys 中稳态磁场的有限元分析方法

ANSYS 三维稳态磁场分析有两种分析方法:标量势法(Scalar Method)和边单元法(Edge-based Method)。

标量势法可将电流源按“基元”(原始实体)建模,而不是单元,这样电流源可以不是有限元的一部分,只是在相应位置考虑它们对磁场的贡献。它不受模型其它部分的限制,建立模型更容易。标量势法具有以下特点:可用砖型(六面体)、楔型、金字塔型、四面体形单元;电流源用“基元”定义;可含永磁体;允许线性和非线性导磁率;可用节点耦合和约束方程。

边单元法只能用于 3-D 分析,而不能用于 2-D 分析。边单元法中的自由度与单元边有关系,而与单元节点没关系,它提供了 3-D 低频稳态和动态电磁场的求解能力。单元边分析法中仅使用 SOLID117 单元,单元自由度为矢量势 A 沿单元边切向分量的积分,其物理意义为通过某闭合路径的磁通量。

基于单元边分析方法的一个主要特点是把电流源作为了模型整个网络的一部分,因此除了能计算常规物理量(如磁场、磁动势)外,还能计算诸如焦耳热损、洛仑兹力等。

节点标量势使用的单元自由度为节点自由度,所以对于非连续介质将带来较大误差。比起节点标量势法,边单元法的精度要高得多,因此这时就要考虑使用边单元法进行求解了。

3.4.2 耦合场分析方法

通常,变压器外施激励大多为端口电压或外部电网络约束,电流是未知的。虽然可通过等效电路计算瞬态电流,但无法考虑饱和、涡流及励磁电流等因素在瞬态过程中的影响。耦合场分析法,可以完全模拟实验的真实情况,比如:变压器原边加电压源副边绕组短路,在每一时间步将位函数 A 及电流 i 同时求解^[33]。

耦合场分析方法的基础是有库仑规范的 $A-\Phi$ 公式,它可以求解稳态、谐波和瞬态下的仿真模型。库仑规范的 $A-\Phi$ 公式如下:

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 A &= -\mu J \\ \nabla^2 \Phi &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

与式(4.11)相关的有限元公式经常是对称的,且带有时间积分标量势。然而,对于时间积分电压与在电路中定义的节点电压是不相匹配的。因此,在实际应用

中, 有限元模型中导电部分将会分成二次部分:

- (1) 无外接电路部分
- (2) 外接电路部分

在无外接电路部分, 使用时间积分电压; 在外接电路部分直接用电标量势, 且合成的矩阵方程是非对称的。无论有限元区域有无外接电路, 在 3D 有限元区域 (忽略涡流和自由电荷) 主要有下式求解, 这也是式 (3.3) 的一个变化形式:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_x} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_y} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_z} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = -J_s \quad (3.14)$$

对于异向各性的铁磁材料的磁导率, 式 (3.3) 中的磁导率 μ 在三维磁场中分为三个分量, 用矩阵形式, 如 (3.5) 所示。式 (3.4) 同时也一个通用求解公式, 对于各向同性的材料也是成立的, 这时 $\mu_x = \mu_y = \mu_z$ 。

$$|\mu| = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_x & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

在 ANSYS 软件中, 提供两个耦合单元:

- (1) 考虑涡流肌肤效应的块导体单元
- (2) 忽略涡流肌肤效应的绞线圈单元

对于上面的两个单元也是很容易理解的, 块导体中由于导电区域较大且导电区是连续的。因此, 其处于磁场中时, 很容易就会产生涡流; 而对绞线圈来说, 其由多条导电线圈组成。因此, 其中涡流很难形成。

首先来研究两个耦合单元中电流分布的情况:

块导体中的电流密度:

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \nabla \Phi \quad (3.16)$$

式中 σ 为电导率(S/m)。参考式 3.1)和(3.5)两个式子, 可以看出, 块导体中除了源电流还有一部分由于磁场在块导体中产生的涡流, 忽略电荷电流。

绞线圈中的电流密度:

$$\vec{J} = \vec{v} \frac{n_c}{S_c} i(t) \quad (3.17)$$

式中 \vec{v} 定义为绞线圈的电流方向, n_c 为绞线圈的匝数, S_c 为绞线圈截面积。

定义绞线圈的电流方向主要是要保证绞线圈中电流能够连续流通。

下面将具体研究两个耦合单元的耦合原理:

A、3D 块导体的电路耦合

3D 块导体单元的参照图见图 3.3。假设块导体连接在外电路上, 且通过电流

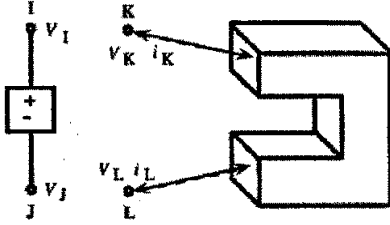


图 3.3 3D 块导体耦合单元

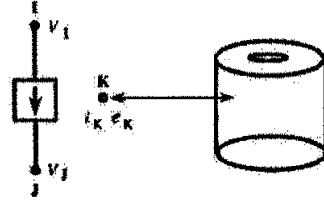


图 3.4 3D 绞线圈耦合单元

为 $i(t)$ ，从块导体的 Γ_1 面、截面积为 S_1 流入，从块导体的 Γ_2 面、截面积为 S_2 流出。合成式(3.16)和(3.17)并求积分可以得到下式：

$$\int_{\Omega} \nabla N_f \cdot \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla \Phi \right) d\Omega - \int_{\Gamma_1} N_f \frac{i(t)}{S_1} d\Gamma + \int_{\Gamma_2} N_f \frac{i(t)}{S_2} d\Gamma = 0 \quad (3.21)$$

式中 N_f 为权函数。在式(3.21)的基础上，对式(3.16)求微分就可以得到块导体耦合单元耦原理的矩阵表达式：

$$[C^{AA}] \frac{\partial}{\partial t} [A] + [K^{AA}] [A] + [K^{AV}] [V] = [0] \quad (3.22)$$

$$[C^{VA}] \frac{\partial}{\partial t} [A] + [K^{VV}] [\Phi] + [K^{IV}] [I] = [0] \quad (3.23)$$

组合式(3.22)和式(3.23)就可得到块导体耦合单元区域求解的统一的矩阵方程式，矩阵式如下：

$$\begin{bmatrix} [C^{AA}] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & [0] \\ [C^{CA}] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} [A] \\ [I] \\ [V] \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [0] & [K^{AV}] \\ [0] & [0] & [0] \\ [0] & [K^{VV}] & [K^{IV}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} [A] \\ [I] \\ [V] \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} [0] \\ [0] \\ [0] \end{Bmatrix} \quad (3.24)$$

式中 $[I]$ 为待求的节点电流矩阵； $[A]$ 为节点向量磁位矩阵； $[V]$ 为节点电压矩阵； $[C^{AA}]$ 为阻尼矩阵； $[C^{VA}]$ 为电容—磁位阻尼矩阵； $[K^{AA}]$ 为向量磁位刚度矩阵； $[K^{AV}]$ 为磁位—电压耦合矩阵； $[K^{VV}]$ 为电压刚度矩阵； $[K^{IV}]$ 为电流—电压耦合矩阵。从式(3.22)和(3.23)可以很明显的看出，每一个单元有五个自由度： A_x 、 A_y 、 A_z 、 V 和电流 $i(t)$ 。见图 3.3 中，所有节点都有 V 自由度，且 K 、 L 节点有电流自由度 $i(t)$ 。3D 块导体耦合单元对应的刚度矩阵方程如下：

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & s & 0 & -s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_I \\ V_J \\ V_K \\ i_K \\ V_L \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

式中 s 为对称因子。在计算过程中, 还需要将 V_I 和 V_K 耦合起来, i_K 和 i_L 耦合起来。

B、3D 绞线圈的电路耦合

3D 绞线圈耦合单元的参照图见图 3.4。由于绞线圈是由许多匝线圈串联在一起的, 而在模型中, 无法精确计算出绞线圈中每一匝线圈的电动势降。但是只要线圈中有电流通过时, 绞线圈中就一定有电动势降的。通过式(3.22)、(3.23)和(3.24)的积分式, 绞线圈上的总压降就是绞线圈的电阻和电感上的电压降, 计算式如下:

$$V_I = \frac{1}{V_c} \int_{V_c} e(t) d\Omega = \frac{1}{f_c} \left(\frac{n_c}{S_c} \right)^2 \int_{V_c} \frac{i(t)}{\sigma} d\Omega + \frac{n_c}{S_c} \int_{V_c} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot \vec{v} d\Omega \quad (3.26)$$

式中 f_c —绞线圈的填充系数;

S_c —绞线圈的截面积;

n_c —绞线圈的匝数;

V_c —绞线圈的体积;

结合式(3.16)和(3.26), 就可以得到绞线圈耦合单元原理的矩阵表达式:

$$[K^{AA}][A] + [K^{AI}][I] = [0] \quad (3.27)$$

$$[C^{EA}] \frac{\partial}{\partial t} [A] + [K^{EI}][I] + [K^{EE}][E] = [0] \quad (3.28)$$

同块导体耦合单元一样, 组合式(3.27)和式(3.28)就可得到绞线圈耦合单元区域求解的统一的矩阵方程式, 矩阵式如下:

$$\begin{bmatrix} [0] & [0] & [0] \\ [C^{EA}] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \\ \{E\} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [K^{AA}] & [K^{AI}] & 0 \\ [0] & [K^{II}] & [K^{IE}] \\ [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \\ \{E\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{0\} \\ \{0\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} \quad (3.29)$$

式中 $[E]$ 为待求节点电动势降矢量矩阵; $[K^{IE}]$ 为电流—电动势降耦合矩阵。同样从上面两个式中可以看出, 每一个绞线圈单元也有五个自由度: A_x 、 A_y 、 A_z 、 $e(t)$ 和 $i(t)$ 。其中 $i(t)$ 为绞线圈中每一匝中的电流, 因此在绞线圈中的电流值是维一的, 为了满足这种条件, 在求解前一定要对绞线圈单元中的每一个节点进行电流耦合。绞线圈单元总共有三个节点, 见图 3.4。I、J 节点有 V 自由度, 节点 K 有 $e(t)$ 和 $i(t)$ 二个自由度。3D 绞线圈耦合单元对应的刚度矩阵方程如下:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & s \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} V_I \\ V_J \\ i_K \\ e_K \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (3.30)$$

3.4.3 稳态非线性分析方法与耦合场分析方法的比较

分析模拟样机有助于对真机各种参数的分析, 同时也可有助于研究人员确定研究真机最优方法。多磁路变压器的漏磁场分析有两种基本方法: 稳态非线性分析方法与耦合场分析方法。现对 0.88kVA、本文所研究多磁路变压器的模拟样机一台(结构如图 3.1 所示), 进行短路试验并分别采用上述两种分析方法进行仿真, 其试验结果见表 3.1, 稳态非线性求解结果见表 3.2; 耦合场求解结果见表 3.3。

表 3.1 0.88KVA 变压器短路实验数据

绕组号	施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	短路绕组电流 (A)	施压绕组电阻(Ω)	短路绕组电阻(Ω)	漏感 (H)
高压对高压	100	3.525	3.525	4.6	0.5	0.089107
高压对高压	110	3.875	3.85	4.6	0.5	0.089165
高压对高压	130	4.575	4.525	4.6	0.5	0.089256
高压对低压	180	0.45	0.925	4.6	0.5	1.273155
高压对低压	220	1.325	2.65	4.6	0.5	0.528312
两高压对低压	200	0.8	1.575	4.6	0.5	0.795640
两高压对低压	180	0.45	0.925	4.6	0.5	1.273155
两高压对低压	160	0.25	0.55	4.6	0.5	2.037131

表 3.2 0.88KVA 变压器稳态非线性求解结果

绕组号	施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	短路绕组电流 (A)	漏磁场能量	短路容量	漏感(H)
高压对高压	100	3.525	3.525	0.55	352.5	0.088527
高压对高压	110	3.85	3.85	0.656	423.5	0.088514
高压对高压	130	4.575	4.575	0.92113	594.75	0.088017
高压对低压	220	1.325	2.65	0.64772	291.5	0.737880
两高压对低压	200	0.8	1.6	0.36054	160	1.126688

表 3.3 0.88KVA 变压器耦合场求解结果

绕组号	施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	短路绕组电流 (A)	漏磁场能量	短路容量	漏感(H)
高压对高压	100	4.771	3.402	0.67819	477.1	0.059583
高压对低压	180	12.763	24.946	2.846	2297.3	0.034944
两高压对低压	180	8.434	28.149	3.8201	1518.2	0.107398

比较表 3.1~3.3 可以得出:

耦合场分析方法可以完全模拟试验的真实情况。比如：原边加电压源，副边绕组短路。通过有限元软件仿真计算得出的原副方电流值与实验值进行对比。它的主要缺点如下：

1、采用该方法只用进行材料线性求解，无法进行材料的非线性分析，从而无法正确的反映试验情况下铁心中 B 的分布情况。

2、采用该方法计算量过大，时间过长。

3、采用该方法求解出的计算结果不甚理想。如：漏磁能量过大，感应电流值较实验数据差别比较大。

稳态非线性分析方法主要有以下优点：

1、采用可以较为真实的反应铁心材料 BH 曲线的非线性变化函数进行迭代求解，从而能够较正确的反应实验情况下铁心中 B 的分布情况。

2、采用该方法能够通过漏磁场能量计算出变压器各种短路实验下的短路漏感，并且与实验计算出的漏感值非常接近。

3、采用该方法计算时间短，迭代收敛精度较高，方便进行多项仿真任务。

它的主要缺点是采用该方法的计算思路和条件与实验情况不能完全吻合，并且忽略变压器的励磁电流。

综上所述，对该变压器进行有限元分析宜采用稳态非线性有限元分析法，变压器中的漏磁能量有限元计算表达式：

$$W_m = \frac{l}{2} \sum_{\Omega'} \frac{1}{\mu} \int B^2 d\Omega = \frac{l}{2} \sum_{\Omega'} \frac{1}{\mu} \int \left[\left(\frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial z} \right)^2 \right] d\Omega \quad (3.6)$$

其中 N 为单元个数， Ω' 表示对应于某个单元的子区域，材料的磁导率 μ 可以用 B-H 非线性曲线来表示，A 表示磁矢量势。

3.5 本章小结

本章通过了解变压器漏磁场分析传统方法和有限元法，确定有限元法在变压器漏磁场分析中具有不可比拟的优势；论述了变压器电磁场有限元分析基本理论，为该多磁路变压器漏磁场有限元分析奠定基础；而结构特殊的变压器，如多磁路变压器，其电抗几乎不能用传统方法计算，这时候能量法计算电抗是最好的选择；最后利用稳态非线性分析方法和耦合场分析方法分别对一台多磁路变压器的模型机进行仿真，仿真结果与短路试验结果比较，确定多磁路变压器采用稳态非线性方法分析。

第4章 多磁路变压器漏磁场有限元分析

4.1 变压器漏磁场基本理论

4.1.1 变压器漏磁场产生的原因

当变压器中一个绕组与电源接通以后,就会在铁心中产生磁通。在铁心中由于励磁电压产生的磁通叫主磁通,主磁通大小取决于励磁电压大小。在额定电压下励磁时产生的主磁通不应使铁心饱和,即此时的磁通密度不应饱和,主磁通是相量。

当变压器中流过负载电流时,就会在绕组周围产生磁通。在绕组中由负载电流产生的磁通叫漏磁通,漏磁通大小取决于负载电流。漏磁通不宜在铁磁材质中通过。漏磁通也是相量。

主磁通与漏磁通都置身于封闭回路,都是相量,但不在一个相位上。主磁通在闭合磁路的铁心中流通,所以主磁通的路径全部是铁磁材料。而漏磁通,有的是在绕组所占的部分空间闭合;有的是通过高低压绕组空道再回到绕组所占的空间后闭合;有的是通过绕组端部空间,进入压板(以往采用钢压板)后再回到绕组所占空间闭合;有的还要进入油箱后闭合。

从漏磁通所流经的闭合路径分析可见,漏磁通在开磁路结构件包括部分心柱或磁屏蔽形成回路,主磁通与漏磁通在心柱内为相量相加或相减,主磁通在铁心内产生空载损耗,漏磁通在绕组内或其它结构件内产生附加损耗。主磁通与漏磁通在数量上有下列关系^[39]:

$$\Phi_s = \frac{u_k \%}{100} \times \Phi_0 \quad (4.1)$$

式中, $u_k \%$ —— 变压器阻抗电压百分数

Φ_0 —— 主磁通, Wb

Φ_s —— 漏磁通, Wb

4.1.2 变压器的漏磁通

从上面分析漏磁通的流通过程可见,漏磁通的磁阻主要取决于产生它的所有绕组所占有空间的几何尺寸。而该空间以外的磁路,由于漏磁通发散,磁路截面很大,所以经过铁心及油箱铁磁介质的磁阻很小,因而漏磁通与产生它的磁势基本上呈线性关系,即可用磁路的欧姆定律加以讨论,漏磁通正比于产生它的磁势,

反比于磁路的磁阻。同时,产生漏磁通的磁势正比于绕组负载电流和匝数;磁路的磁阻正比于磁路长度,反比于磁路的截面积。因此漏磁通正比于绕组的负载电流和匝数(即绕组的安匝数),并决定于产生它的所有绕组的几何尺寸。

由电磁感应定律可知,绕组漏抗电势正比于该绕组的漏磁链。因此绕组的漏抗电势也正比于该绕组的负载电流和匝数,并取决于产生漏磁通的所有绕组的几何尺寸。

漏磁通在绕组所占据空间里流动的方向是与绕组轴向方向平行的,通常称为纵向漏磁通,相应的纵向漏磁通产生的漏抗电势称为纵向漏抗电势。

根据变压器的磁势平衡定律可知,变压器一、二次绕组的磁势总是平衡的,但由于纵绝缘结构要求绕组的起始部分加强绝缘,或调压线段设于高压侧的缘故,从而使用沿绕组整个高度上一、二次绕组的安匝并不完全处于平衡状态,即在一些区域内,可能一次绕组的安匝大于二次绕组的安匝,而另一些区域内,可能二次绕组的安匝大于一次绕组的安匝。这样,相当于绕组整个高上交错地排列着几个等效绕组,各等效绕组的有效安匝必然与其相邻的另一个或几个区域的等效绕组有效安匝平衡。而相互平衡的磁势将产生漏磁通,所以在一、二次绕组所占据的空间里还将有一种流通方向与绕组轴向方向相垂直的漏磁通,此种漏磁通称为横向漏磁通。

4.1.3 变压器的漏磁场分类

变压器的运行状态分为稳态和暂态两种,稳态运行指正常的对称运行和不对称运行,而暂态运行则是指变压器空载合闸时产生的涌流或变压器突然短路时的暂态短路电流。与之对应的漏磁场也分为稳态漏磁场和暂态漏磁场。以双绕组变压器为例,在稳态运行方式下,其磁势方程为:

$$F_1 + F_2 = F_M \quad (4.2)$$

即 $I_1 N_1 + I_2 N_2 = I_M N_1$ 合成磁势 $I_M N_1$ 叫做磁化磁势,也叫做稳态励磁磁势,它建立起与两个绕组都完全交链,并在铁心中形成回路的主磁通。

式(4.2)可以变成

$$I_1 = I_M - I_2 \frac{N_2}{N_1} = I_M + I_1' \quad (4.3)$$

因为 $I_1' = I_2 \frac{N_2}{N_1}$ 所以 $I_1 N_1 + I_2 N_2 = 0$

由上述分析可知,变压器的稳态磁场可以看作两个部分:一部分由励磁磁势 $F_M = I_M N_1$ 建立,称为稳态主磁场,另一部分由其和等于零的稳态负载电流和一次电流负载分量的磁势 $I_1' N_1 + I_2 N_2 = 0$ 所建立,称其为稳态漏磁场。

稳态主磁场和稳态漏磁场在性质上有着明显的不同,其不同是:(1)由于铁磁

材料有饱和现象，所以主磁通的磁阻不是常数，主磁通与建立它的电流之间呈非线性关系，其值大小与外施电压成正比，而漏磁通的磁路大部分由非铁磁材料组成，所以漏磁通的磁阻基本上是常数，漏磁通与产生它的电流呈线性关系；(2) 主磁通在一、二次绕组中均感应电动势，当二次侧接上负载时便有电功率向负载输出，故主磁通起传递能量的媒介作用。而漏磁通仅在绕组中感应涡流与并联导线的循环电流，其不能传递能量，仅起压降作用。

稳态漏磁场的大小及分布规律决定着变压器绕组的漏抗、附加损耗以及变压器金属结构件里的损耗。变压器在稳态运行时，无论是电压或负载电流都不发生突然的急剧变化，因而漏磁场的幅值也基本保持稳定，约为主磁通与短路阻抗标么值乘积。显然从平均意义上来说，漏磁场不大，但不排除由于漏磁场分布不均匀导致的局部过热。

变压器在实际运行过程中，有时会受到外界因素的急剧干扰，例如负载突然变化，空载合闸和二次侧突然短路等，破坏了原有的稳定状态，其电压、电流和磁通都要经历一个急剧的变化过程才能达到新的稳定状态。现以变压器二次侧突然短路为例，说明在暂态方式下，漏磁场的变化情况。设电网容量无穷大，短路电流不致引起电网电压下降，则突然短路时一次侧电路的微分方程为：

$$u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha) = L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s \quad (4.4)$$

式中 α —— 短路时 u_1 的初相角

L_s 、 R_s —— 短路电感和电阻

解此常系数微分方程可得短路电流的通解为：

$$i_s = \sqrt{2}I_s \cos(\omega t + \alpha) + \sqrt{2}I_s \cos(\omega t + \alpha)e^{-t/T} = i_s' + i_s'' \quad (4.5)$$

式中 i_s' —— 短路电流稳态分量的瞬时值

i_s'' —— 短路电流暂态分量的瞬时值

短路电流的大小，与短路时 u_1 的初相角 α 有关。当 $\alpha=0$ 时，短路电流达到最大值，表达式为：

$$i_{s\max} = \sqrt{2}KI_s \quad (4.6)$$

对大型变压器， $K=1.7\sim 1.8$

对小型变压器， $K=1.2\sim 1.3$

$$i_{s\max}^* = \frac{i_{s\max}}{\sqrt{2}I_N} = K \frac{1}{Z_s^*} \quad (4.7)$$

$$\text{若 } Z_s^* = 0.06, \text{ 则 } i_{s\max}^* = 16.67 \quad (4.8)$$

式(4.8)说明，短路电流最大值为额定电流的 16.67 倍，由式(4.6)所知。在暂态过程中为非正弦电流，故不能用式(4.3)来描述变压器内部的磁势关系。由 i_s 所产生的漏磁场称为暂态漏磁场。根据漏磁场与电流的关系可知，暂态漏磁场的最

大值与稳态漏磁场之比也约为 16.67^[44]。

4.1.4 变压器漏磁场产生的效应

1、损耗效应

变压器各绕组的导体处于漏磁场中，将产生涡流。由于涡流的存在，就使得电流密度沿导线横截面的分布变得不均匀了，此即电流排挤效应。交变电流在导线截面里分布不均匀，使得绕组实际电阻比通过直流时的电阻(欧姆电阻)大为增加。由涡流引起的损耗称为涡流损耗，其大小主要决定于导体的几何尺寸和漏磁场的大小与分布，垂直于漏磁场方向的各层导体中的涡流损耗是不相同的。当变压器绕组的电流大时，需要采用多根并联导线。在连续式、纠结式和螺旋式等绕组中，导线的排列方向垂直于轴向漏磁场方向，如不采取特殊措施，则由于各并联导线处于不同大小的漏磁场中，使各导线的漏磁链和感抗不同，将使绕组的各绝缘导体间出现环流，绕组的负载损耗将超过欧姆损耗，其增加部分称为环流损耗。为了改善各并联导线间的电流分布，通常采取换位措施，即在绕组的绕制过程中将各导线相互位移。

除了产生上述两种损耗外，漏磁场还在变变压器运行时，绕组、铁心以及其它结构件中产生的损耗几乎全部转化为热能。

2、热效应

变压器在连续满载运行条件下，如果发生短路，稳定短路电流将会很大，绕组发热量急剧增加，绕组温度也相应增高。

由于短路允许持续时间很短，要小于 2s，绕组的热时间常数远小于变压器油的热时间常数，故可将绕组暂态过热过程视为绝热过程。如果短路后，绕组温度超过外包绝缘耐热等级所允许的最高温度，变压器将受到损伤。欲使变压器在实际运行时，各点温升不超过国标所限，最基本的条件是使变压器的散热值大于产热值，否则，变压器的温度将持续升高，温升大于标准限值，绝缘材料会提前热老化而损坏。

3、机械力效应

变压器的绕组处在漏磁场中，绕组中的电流与漏磁场相互作用，在绕组导线上产生电磁力。绕在稳态运行时，由于稳态漏磁场及稳态电流都不大，电磁力也不大，而在变压器突然短路时，暂态漏磁通密度将随着短路电流的大小成比例增长，绕组上所受到的电磁力也将随着电流的平方成比例增长。因变压器短路时的电流最大值为额定电流值的 16.67 倍，则其绕组受到的电磁力可达额定运行时电磁力的几百倍，这样大的电磁力极有可能把绕组损坏 另外，若电力系统保护功能失效，短路电流将持续一定时间，但不能超过 2s，热效应也应该考虑

4.2 多磁路变压器有限元仿真

4.2.1 仿真的基本假设条件

基本假设如下：

(1)在一、二次绕组内，电流均匀分布在外形为圆柱筒的绕组整个区域内，电流只有 x 、 y 轴两个分量， z 轴分量为零。

(2)忽略导线内的涡流效应。

(3)铁心材料的导磁率为无穷大。

4.2.2 有限元建模

本文应用 ANSYS/MULTIPHICS 多物理场 FEA 软件包对深圳地铁车辆辅助电源逆变器输出多磁路变压器进行有限元建模。

变压器容量：168kVA，频率 50Hz，联结方式 DDyn5，变压器原边采用轴向双分裂即为两个高压侧绕组，其额定值均为：315V/154A，变压器副边由两个低压侧绕组组成：低压绕组 1 用于对机车辅助设备充电，其额定值为：500V/24A（不参与计算），低压绕组 2 用于对机车的牵引电机供电，其额定值为：430V/208A。

本文分析的地铁多重逆变多磁路变压器的有限元模型如图 4.1 所示，由于变压器为三相对称因此其模型只建立了单相模型即可（该图形中只包括铁芯与单相线圈），剖分成 8 节点 6 面体单元，相应的有限元剖分单元数为 67994 个、边数 121926 个、有效边数 98942 个。

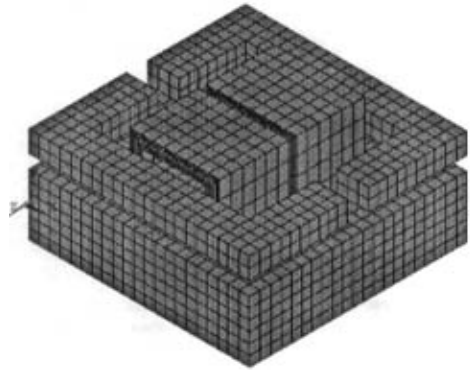


图 4.1 变压器漏磁场有限元模型

4.2.3 单元的选取和边界条件

Solid117 单元模拟 3-D 磁场，应用于低频磁场分析：静磁学和涡流。这种单元拥有模拟 B-H 曲线或永磁磁铁退磁曲线来进行稳态或瞬态非线性磁分析的能力。

铁芯，绕组和空气单元类型选用 Solid117，0 单元（有 A_2 一个自由度），油箱壁选用 SOLID117,1（有 A_2 ，VOLT 两个自由度）。取结构尺寸的 18-20 倍尺寸近似作为无穷远处。线圈和油箱的具体参数可以在定义体属性的实常数中说明。在建立模型时，只取变压器所占空间一半，在外层空气单元上加无穷远边界标志：

DA, ALL, AZ, 0。

空气、绕组的相对磁导率为 1，绕组的电阻率为 $0.02\Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m}$ ，铁芯及多磁路材料为硅钢片 DW360-50，采用其非线性的磁化曲线。

4.2.4 结果分析

一高压绕组施压，低压绕组短路，变压器的漏磁场分布如图 4.2 所示；两高压绕组施压，低压绕组短路，变压器的漏磁场分布如图 4.3 所示；一高压绕组施

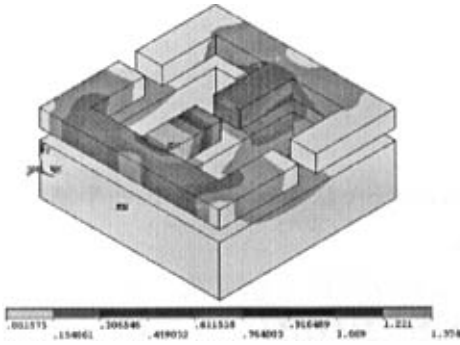


图 4.2 高压对低压

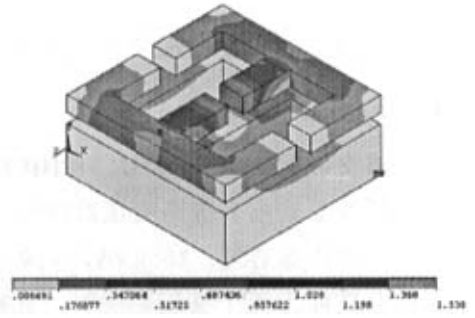


图 4.3 两高压对低压

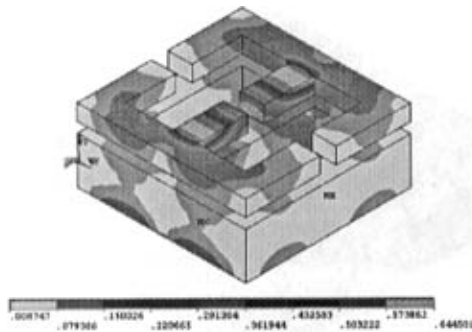


图 4.4 高压对高压

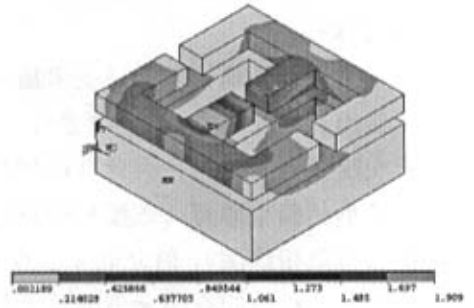


图 4.5 低压对高压

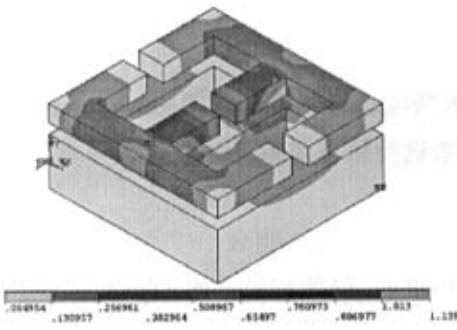


图 4.6 低压对两高压

压，另一高压绕组短路，变压器的漏磁场分布如图 4.4 所示；低压绕组施压，一高压绕组短路，变压器的漏磁场分布如图 4.5 所示；低压绕组施压，两高压绕组短路，变压器的漏磁场分布如图 4.6 所示：

利用能量法可以方便的求得变压器高压与低压，两高压与低压、高压与高压、低压与高压以及低压与两高压之间的漏抗值见表 4.1。表中，漏磁能量可由 Ansys

自动求出。

表 4.1 变压器漏抗有限元法仿真计算结果

绕组号	短路绕组加载 额 定电流(A)	漏磁能量 (W)	等值漏感 (mH)
高压对低压	208	79.433	1.836
两高压对低压	208	36.216	0.837
高压对高压	88.9	26.558	3.3604
低压对高压	88.9	11.184	1.415
低压对两高	88.9	6.6009	0.8352

4.3 多磁路变压器试验验证及正确性分析

4.3.1 变压器试验

该变压器由每相由两个高压绕组和一个低压绕组组成。通过短路实验可以测得施压绕组的线电压 U_k 和线电流 I_k ，以及变压器输入的功率 P_k 。

变压器短路时，外加电压仅用于克服变压器内部的漏阻抗压降，该电压一般只有额定电压的 5~10% 左右。因此，短路实验时变压器内的主磁通很小，激磁电流和铁耗均可忽略不计。于是可得变压器的等效漏阻抗即为短路时施压绕组与短路绕组之间的漏阻抗 Z_k ， Z_k 值可由下式算出^[43]：

$$Z_k = \frac{U_{k\phi}}{I_{k\phi}} \quad (4.9)$$

式中， $U_{k\phi}$ 和 $I_{k\phi}$ 分别为施压绕组的相电压和相电流。

不计铁耗时，短路时的输入功率 P_k 可认为全部消耗在施压绕组与短路绕组之间的电阻 R_k 上，故：

$$R_k = \frac{P_k}{3I_{k\phi}^2} \quad (4.10)$$

短路试验时绕组的温度与实际运行时不一定相同，按照国家标准规定，测出的电阻应换算到 75℃ 时的数值。电阻按下式换算：

$$R_{\theta} = \frac{K + \theta_{\theta}}{K + \theta} R \quad (4.11)$$

式中， θ_{θ} ——基准工作温度，A、B、E 级绝缘为 75℃，F、H 级绝缘为 115℃

θ ——绕组实际冷态温度，单位为 ℃

R——绕组实际冷态电阻，单位为 Ω

K——常数，铜 $K_{Cu} = 235$ ，铝 $K_{Al} = 228$

本文所研究的变压器 H 级绝缘，冷态温度为 25°C ，铜绕组，故：

$$R_{k(115^{\circ}\text{C})} = \frac{235+115}{235+25} R_k = 1.34615 R_k \quad (4.12)$$

等效漏抗 X_k 则为：

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_{k(115^{\circ}\text{C})}^2} \quad (4.13)$$

而施压绕组与短路绕组之间的漏感 L_k 为：

$$L_k = \frac{X_k}{\omega} = \frac{X_k}{2\pi f} \quad (4.14)$$

4.3.2 变压器实验结果

1、高压 1 加电压，高压 2 短路，接线示意图如图 4.7 所示，实验结果如表 4.2 所示。

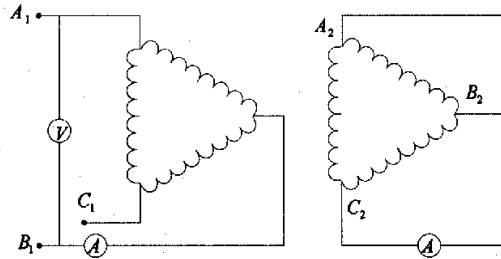


图 4.7 高压对高压的短路实验接线示意图

表 4.2 高压对高压的短路实验结果

施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	输入功率(w)	阻抗	电阻 (Ω)	漏感 (mH)
13	10.53	128	2.1383	1.5540	4.6756
26.3	21.2	530	2.1487	1.5874	4.6095
39	31.4	1170	2.1513	1.5974	4.5866

2、低压加电压，一高压短路，接线示意图如图 4.8 所示，实验结果如表 4.3 所示。

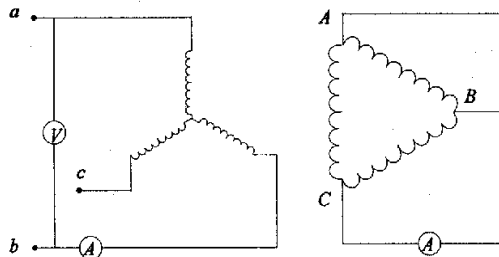


图 4.8 低压对高压的短路实验接线示意图

表 4.3 低压对高压的短路实验结果

施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	输入功率(w)	阻抗	电阻 (Ω)	漏感 (mH)
10.9	9.65	101	0.6521	0.4867	1.3817
21.8	18.9	400	0.6659	0.5025	1.3911
32.2	27.8	880	0.6687	0.5109	1.3733
43.1	36.9	1560	0.6744	0.5141	1.3892

3、低压加电压，两高压均短路，接线示意图如图 4.9 所示，实验结果如表 4.4 所示。

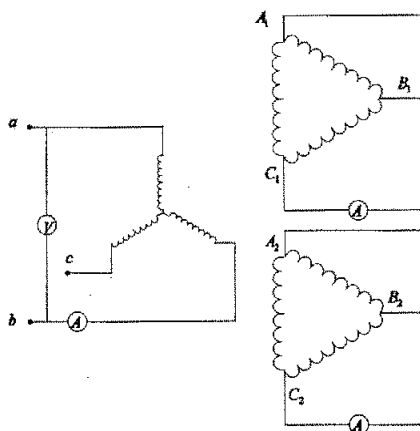


图 4.9 低压对两高压的短路实验接线示意图

表 4.4 低压对两高压的短路实验结果

施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	输入功率(w)	阻抗	电阻 (Ω)	漏感 (mH)
9.4	15.4	143	0.3524	0.2706	0.7188
18.6	30.1	550	0.3568	0.2724	0.7334
28	44.5	1240	0.3633	0.2810	0.7329
37	58.9	2160	0.3627	0.2794	0.7361

4、一高压加电压，低压短路，接线示意图如图 4.10 所示，实验结果如表 4.5 所示。

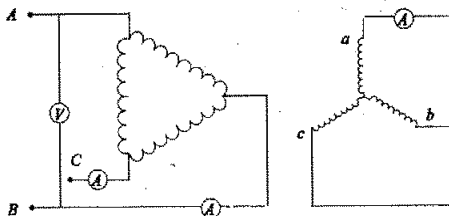


图 4.10 高压对低压的短路实验接线示意图

表 4.5 高压对低压的短路实验结果

施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	输入功率(w)	阻抗	电阻 (Ω)	漏感 (mH)
9.5	15.4	141	1.0685	0.8003	2.2533
19.3	29.7	560	1.1255	0.8546	2.3315
28.3	44	1220	1.1140	0.8483	2.2985

5、两高压均加电压，低压短路，接线示意图如图 4.11 所示，实验结果如表 4.6 所示。

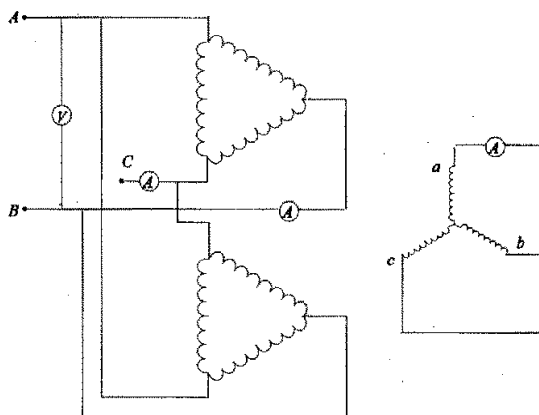


图 4.11 两高压对低压的短路实验接线示意图

表 4.6 低压对两高压的短路实验结果

施压绕组电压 (V)	施压绕组电流 (A)	输入功率(w)	阻抗	电阻 (Ω)	漏感 (mH)
4.7	16.3	73	0.4994	0.3699	1.0682
9.4	30	280	0.5427	0.4188	1.0987
14.1	43.7	610	0.5589	0.4300	1.1363
18.5	57.9	1060	0.5534	0.4256	1.1259

4.4 正确性验证

仿真与短路试验计算得到的漏感值(取平均值)如表 4.7 所示。

表 4.7 仿真结果与试验结果比较

绕组号	仿真漏感(mH)	试验漏感(mH)	误差
高压对高压	3.3604	4.624	-27.3%
高压对低压	1.836	2.2947	-20%
两高压对低压	0.837	1.1076	-24.4%

绕组号	仿真漏感(mH)	试验漏感(mH)	误差
低压对高压	1.415	1.3838	2.25%
低压对两高压	0.8532	0.7303	14.4%

从表中可知,仿真误差与试验误差小于30%,满足厂家对仿真允许误差($\pm 30\%$)的要求;而且偏差的方向及幅度基本相同。

另外,短路试验求得充当两逆变器平衡电抗器的漏感为4.624mH(高压对高压),代入公式2.9, $\delta = 0.134$, 满足不平衡系数要求,即两逆变器平衡电抗器的漏抗与理论计算值相近,满足漏感取代双重逆变器平衡电抗器的要求。

4.5 误差分析

产生误差的原因主要有以下几个方面:

- 1、材料如硅钢片、铜导线等的相关特性及分布均匀性与理论模型的差异;
- 2、实物的结构与理论模型的差异;
- 3、制造工艺所造成的与理论模型的差异;
- 4、实验输入条件以及测量结果的误差;
- 5、分析模型本身的局限性,比如,网格(grid)不能无限的细分、系统诸多影响条件不能模拟。

4.6 本章小结

本章对多磁路变压器进行有限元仿真,通过将仿真结果与短路试验结果对比,证明了所采用有限元方法的正确性;同时,将真机取代双重逆变器的平衡电抗器的漏感与理论值对比,验证了理论的正确性;最后对仿真结果与试验结果产生误差的原因进行分析,以便提高以后仿真计算的精确度。

第5章 多磁路变压器的温度场有限元分析

5.1 有限元方法在温度场分析中的应用

5.1.1 热有限元分析理论基础

热分析遵循热力学第一定律，即能量守恒定律^[35]：

1、对于一个封闭的系统（没有质量的流入或流出）

$$Q - W = \Delta U + \Delta KE + \Delta PE \quad (5.1)$$

式中， Q ——热量

W ——做功

ΔU ——系统内能

ΔKE ——系统动能

ΔPE ——系统势能

2、对于大多数工程传热问题： $\Delta KE = \Delta PE = 0$

3、通常考虑没有做功： $W=0$ ，则： $Q = \Delta U$

4、对于稳态热分析： $Q = \Delta U = 0$ ，即流入系统的热量等于流出的热量

5、对于瞬态热分析： $q = \frac{dU}{dt}$ ，即流入或流出的热传递速率 q 等于系统的内能的变化

能的变化

5.1.2 ANSYS 热分析概述

ANSYS 软件可以处理热传递的 3 种基本类型，包括热传导、热对流和热辐射。此三种类型各自都可以进行稳态、瞬态、线性和非线性分析^[36,37]。

1、热传导

热传导指完全接触的两个物体之间或一个物体的不同部分之间由于温度梯度而引起的内能的交换。热传导遵循傅里叶定律，即

$$q'' = -k \frac{dT}{dx} \quad (5.2)$$

式中 q'' ——热流密度(W/m²)

k ——导热系数(W/m·°C)

其中的负号“-”表示热量流向温度降低的方向。

2、热对流

热对流是指固体的表面与它周围接触的流体之间，由于温差的存在引起的热

量的交换。热对流可以分为两类：自然对流和强制对流。热对流用牛顿冷却方程来描述：

$$q'' = -h(T_s - T_b) \quad (5.3)$$

式中 h ——对流换热系数（或称膜传热系数、给热系数、膜系数等）

T_s ——为固体表面的温度

T_b ——为周围流体的温度

3、热辐射

热辐射指物体发射电磁能，并被其他物体吸收转变为热的热量交换过程。物体温度越高，单位时间辐射的热量越多。热传导和热对流都需要有传热介质，而热辐射无须任何介质。实质上，在真空中的热辐射效率最高。

在工程中通常考虑两个或两个以上物体之间的辐射，系统中每个物体同时辐射并吸收热量。它们之间的净热量传递可以用斯蒂芬—波尔兹曼方程来计算：

$$q = \varepsilon \sigma A_1 F_{12} (T_1^4 - T_2^4) \quad (5.4)$$

式中 q ——热流率

ε ——辐射率（黑度）

σ ——斯蒂芬—波尔兹曼常数，约为 $5.67 \times 10^{-8} W/m^2 K^4$

A_1 ——辐射面 1 的面积

F_{12} ——由辐射面 1 到辐射面 2 的形状系数

T_1 ——辐射面 1 的绝对温度

T_2 ——辐射面 2 的绝对温度

由上式可以看出，包含热辐射的热分析是高度非线性

5.1.3 稳态热分析简介

1、基础理论

稳态分析用于分析稳定的热载荷对系统部件的影响，通过有限元分析可以确定由于稳态的热载荷引起的温度、热梯度、热流率、热流密度等参数。

如果系统的净热流率为 0，即流入系统的热量加上系统自身产生的热量等于流出系统的热量，则系统处于热稳态。在稳态热分析中任一节点的温度不随时间变化。稳态热分析的能量平衡方程为（以矩阵形式表示）：

$$[K]\{T\} = \{Q\} \quad (5.5)$$

式中 $[K]$ ——传导矩阵，包含导热系数、对流系数及辐射率和形状系数

$\{T\}$ ——节点温度向量

$\{Q\}$ ——节点热流率向量，包含热生成

ANSYS 利用模型几何参数、材料热性能参数以及所施加的边界条件，生成

[K]、{T}以及{Q}。

2、分析步骤

ANSYS 热分析与其它分析一样可以典型的分为建模、施加载荷并求解、以及后处理察看结果三个步骤：

(1) 建模

在建模阶段的主要任务在前处理器(preprocessor)中确定分析要用的合适的单元类型、单元选项、实常数，输入材料的热物理属性（对于稳态传热，一般只需要定义导热系数，它可以是恒定的，也可以随温度变化）、创建几何模型，并生成合适的有限元网格。

(2) 施加载荷并求解

可以直接在实体模型或单元模型上施加 5 种载荷（边界条件）。

恒定温度：作为自由度约束施加于温度已知的边界上

热流率：热流率作为节点集中载荷，主要用于线单元模型中（通常线单元模型不能施加对流或热流密度载荷），如果输入的正，代表热流流入节点，即单元获取热量。如果温度与热流率同时施加在一节点上则 ANSYS 读取温度值进行计算。

对流：对流边界条件作为面载荷施加实体的外表面，计算与流体的热交换，它仅可施加于实体和壳模型上。

热流密度：热流密度也是一种面载荷。当通过单位面积的热流率已知或通过 FLOTRAN CFD 计算得到时，可以在模型相应的外表面施加热流密度。如果输入的正，代表热流流入单元。热流密度也仅适用于实体和壳单元。在同一表面上可以同时施加热流密度与对流载荷，但 ANSYS 仅读取最后施加的载荷进行计算。

生热率：生热率作为本载荷施加于单元上，可以模拟化学反应生热或电流生热。它的单位是单位体积的热流率

(3) 后处理察看结果

ANSYS 将热分析的结果写入 *.rth 文件中，其中包含的基本数据为“节点温度”，但是，通过基本数据可以导出的数据则有：

- ① 节点及单元的热流密度
- ② 节点及单元的热梯度
- ③ 单元热流率
- ④ 节点的反作用热流率
- ⑤ 其它

5.1.4 瞬态热分析

1、基础理论

瞬态传热过程是指一个系统的加热或冷却过程。在这个过程中系统的温度、热流率、热边界条件以及系统内能随时间都有明显变化。瞬态分析用于计算一个系统随时间变化的温度场及其它热参数，根据能量守恒原理，瞬态热平衡可以表达为（以矩阵形式表示）：

$$[C]\{\dot{T}\} + [K]\{T\} = \{Q\} \quad (5.6)$$

式中[K]——传导矩阵，包含导热系数、对流系数及辐射率和形状系数

[C]——比热矩阵，考虑系统内能的增加

{T}——节点温度向量

{ \dot{T} }——温度对时间的导数

{Q}——节点热流率向量，包含热生成

2、载荷步确定

瞬态热分析的基本步骤与稳态热分析类似。主要的区别是瞬态热分析中的载荷是随时间变化的。为了表达随时间变化的载荷，首先必须将“载荷—时间”曲线分为载荷步。“载荷—时间”曲线中的每一个拐点为一个载荷步，如图 5.1 所示。

对于每一个载荷步，必须定义载荷值及时间值，同时必须选择载荷步作为渐变或阶梯。

3、相变处理

相变问题需要考虑熔融潜热（即在相变过程吸收或释放的热量）。

含有相变问题的热分析是一个非线性的瞬态的问题，ANSYS 通过定义材料的焓随温度化来考虑熔融潜热。

焓的单位是 J/m³，是密度与比热的乘积对温度的积分：

$$H = \int \rho c(T) dT \quad (5.7)$$

求解相变问题，应当设定足够小的时间步长，并将自动时间步长设置为 ON。

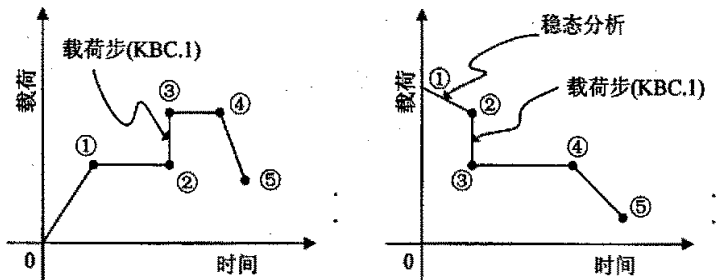


图 5.1 载荷-时间曲线

5.1.5 耦合分析过程与步骤

耦合分析考虑两个或两个以上的物理场之间的相互作用。这种分析包括直接和间接的耦合分析。

1、直接耦合

当进行直接耦合时，多个物理场（如热-电）的自由度同时进行计算。这称为直接方法，适用于多个物理场各自的响应互相依赖的情况。由于平衡状态要满足多个状态才能取得，直接耦合分析往往是非线性的。每个结点上的自由度越多，矩阵方程就越大，耗费的机时也越多。

直接耦合方法可以通过一次迭代完成耦合场的相互作用计算，因此直接耦合需要根据特定的问题选用合适的耦合单元——包含耦合计算所必要的自由度。

2、间接耦合

间接耦合分析是以特定的顺序求解单个物理场的模型。前一个分析的结果作为后续分析的边界条件施加。本分析方法主要用于物理场之间单向的耦合关系。例如，一个物理场的响应（如热）将显著影响到另一个物理场（如结构）的响应，反之则不成立。本方法一般来说比直接耦合方法效率高，而且不需要特殊的单元类型。间接分析需要注意顺序分析前后单元的转换以及后续分析中温度场载荷的施加。

5.2 多磁路变压器温度场的有限元分析

5.2.1 Ansys 在多磁路变压器温度场分析中的应用

本文所研究的地铁变压器采用强迫通风冷却方式，结构如图 5.2 所示。空气从绕组的下端进入，上端出去。

从损耗的分布和整体结构可知，该变压器传热包括两个方面：内部各部分之间的传热和变压器各表面与环境之间的传热^[38]。内部传热包括主铁芯、多磁路铁芯、两个低压线圈、两个高压线圈内部以及它们之间通过气道的热传递；变压器与环境之间的传热包括气道扩展内表面和整体外表面对环境的辐射和对流散热。

本文所研究的变压器的冷却方式为强迫通风冷却，主要通过对流方式散发热量，因此其温度场的有限元分析只考虑产生热量的高、低压绕组与空气之间的对流散热，忽略热传导及热辐射形式的散热。变压器稳态运行时，系统处于热稳态，净热流率为 0，即流入系统的热量加上系统自身产生的热量等于流出系统的热量：

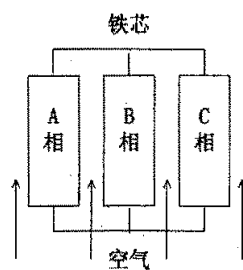


图 5.2 变压器强迫空冷示意图

$$q_{\text{流入}} + q_{\text{生成}} - q_{\text{流出}} = 0。$$

变压器电路和磁路的主要组成部分绕组、铁心、引线及钢结构件（漏磁的磁路）在伴随电磁能量转换过程中，要产生损耗，这些损耗将全部转化成热量，是变压器运行时的主要热源。绕组中的损耗约占总损耗的 80%，是变压器内部的最主要的热源^[39]，故本文变压器温度场的有限元分析只考虑绕组产生的热量。

5.2.2 变压器中温度场的数学描述

变压器中产生的热，从高温区向低温区以传导、对流和辐射三种方式传送。对于变压器中稳态的和各向异性的温度场来说，当采用笛卡尔坐标系，x、y 平面为与铁芯片平面平行的平面，z 方向为铁芯叠片方向时，有下面的导热微分方程^[40,41]：

$$\lambda_x \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \lambda_y \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = -q_v \quad (5.8)$$

式中， q_v ——内热源强度，即单位体积内单位时间所发出的热量

$\lambda_x, \lambda_y, \lambda_z$ ——x, y, z 方向上的导热系数

本文所研究的变压器，采用强迫空冷，主要传热方式是对流，其边界是典型的第三类边界，即：

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} \Big|_S = a(t|_S - t_k) \quad (5.9)$$

式中， t_k ——周围空气的温度

a ——边界面 S 与空气之间的对流换热系数

5.2.3 单元的选择和边界条件

本章的变压器有限元建模与漏磁场分析相同，这里不再重述。

铁芯，绕组和空气单元类型选用 Solid90 单元。Solid90 单元是一个比三维 8 节点热单元更高级的命令形式，这种单元每个自由度有 20 个节点，每一个节点均可求解温度。这种 20 个节点的单元具有兼容的温度形式，很适合典型的弯曲边界。Solid90 单元适用于三维稳态或瞬态热分析。

由于热流密度和热对流边界条件同时施加于同一表面时，必须将其中一个施加于实体单元表面，另一个施加在表面效应单元，因此设置表面效应单元，将热对流边界施加于表面效应单元。表面效应单元类型选用 Surf152 单元。Surf152 单元可以使用于不同的载荷和表面效应应用场合，它能够覆盖任何三维热单元的表面。不同载荷和表面效应可以同时存在。

空气的热传导率为 0.026 瓦/米·度，密度为 1.29 千克/立方米，比热容 0.996 焦耳/千克·度；绕组的热传导率为 400 瓦/米·度，密度为 8900 千克/立方米，比热

容 500 焦耳/千克·度, 75℃时的电阻率 2.135×10^{-8} 欧姆·米; 铁芯的热传导率为 79 瓦/米·度, 密度为 7650 千克/立方米, 比热容 300 焦耳/千克·度。

根据上一节的设定, 本文所研究的变压器温度场的热源是绕组的直流电阻损耗转化而来的。故^[42]:

$$q = p = m I_{N\phi}^2 R_{75} \quad (5.10)$$

式中, m ——绕组

$I_{N\phi}$ ——绕组的额定相电流

R_{75} ——绕组额定分接下折算到 75℃的电阻值

由于有限元分析只建立了单相模型, 故取 $m=1$ 。高压侧电流 $I_1=88.9\text{A}$, 电阻 $R_1=0.01\Omega$, 低压侧电流 $I_2=208\text{A}$, 电阻 $R_2=0.09\Omega$ 。

5.2.4 结果分析

在这一节中, 主要根据上面的分析, 应用 ANSYS/MULTIPHICS 多物理场 FEA 软件包对该变压器的温度场进行有限元分析。

变压器稳定运行时, 其损耗是恒定的而其热量的产生是由其损耗转化而来的, 因此其产生的热量也是恒定。强迫空气冷却时, 如果冷却风的风速、进风面积、进风温度不变及其它相关条件不变, 则其散热效果应该是恒定不变的。换句话说, 稳定运行时变压器的绕组、铁心、引线及钢结构件的温度恒定不变。

如果变压器各部件的温度过高, 需要增强散热, 则最方便的办法就是改变冷却空气的速度。本文采用改变风速的方法来进行分析计算, 以解得满足变压器温升要求的风速。

下面图 5.3~5.7 是一定风速下变压器各主要部件的温升分布图。

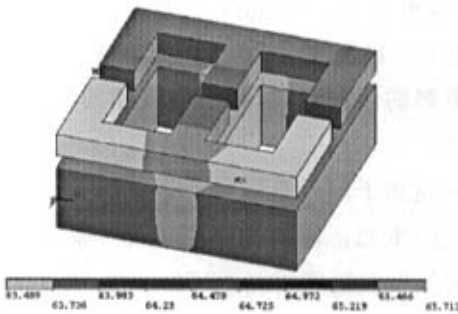


图 5.3 铁心的温升分布图

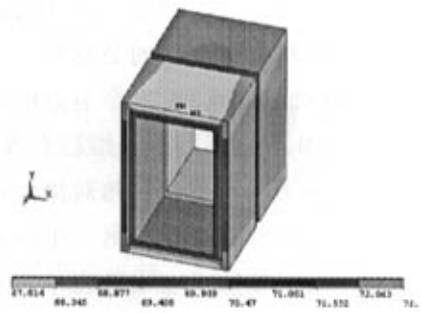


图 5.4 高压绕组的温升分布图

从上面这些图中可以得出，变压器的最高温度出现在出风端的高压绕组内表面、低压绕组上；磁轭及多磁路的温度相对低一些，而铁心柱上温度高。

表 5.1 列出了平滑表面、冷却竖直壁高 0.50 米、不同风速时，该变压器的低压线圈、高压线圈及铁心的最高温度和最低温度。其对流系数按公式 (5.11)

计算^[34]：

$$\alpha_k = 5.7 + 4v \quad (5.11)$$

式中， v ——冷却空气的风速

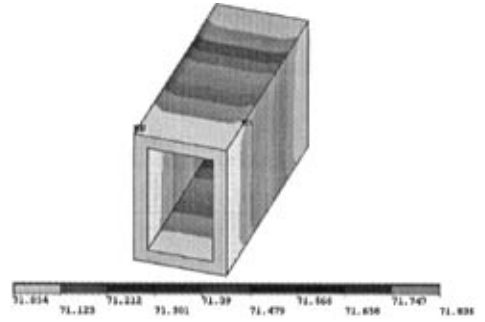


图 5.5 低压绕组的温升分布图

表 5.1 平滑表面时变压器主要部件的温度值

	最低温度℃	最高温度℃	热对流系数	风速 m/s
低压线圈	75.697	85.293	125.7	30
高压侧线圈	64.687	92.443	125.7	30
铁心温度	60.89	72.739	125.7	30
低压线圈	76.12	85.486	105.7	25
高压侧线圈	64.943	92.883	105.7	25
铁心温度	61.113	73.007	105.7	25
低压线圈	78.949	86.976	85.7	20
高压侧线圈	66.85	94.807	85.7	20
铁心温度	62.666	74.786	85.7	20
低压线圈	82.393	89.121	65.7	15
高压侧线圈	69.39	97.266	65.7	15
铁心温度	64.688	77.096	65.7	15
低压线圈	88.079	93.238	45.7	10
高压侧线圈	73.986	101.465	45.7	10
铁心温度	68.257	81.164	45.7	10
低压线圈	96.42	99.335	25.7	5
高压侧线圈	82.751	103.958	25.7	5
铁心温度	74.114	87.105	25.7	5

表 5.2 列出了不平滑表面、冷却竖直壁高 0.50 米、不同风速时，该变压器的低压线圈、高压线圈及铁心的最高温度和最低温度。其对流系数按公式 (5.12) 计算^[34]：

$$\alpha_k = 6.2 + 4.2v$$

(5.12)

表 5.2 不平滑表面时变压器主要部件的温度值

	最低温度℃	最高温度℃	热对流系数	风速 m/s
低压线圈	73.307	84.358	132.2	30
高压侧线圈	63.119	91.067	132.2	30
铁心温度	60.96	71.381	132.2	30
低压线圈	75.335	85.132	111.2	25
高压侧线圈	64.426	92.354	111.2	25
铁心温度	60.696	72.536	111.2	25
低压线圈	77.922	85.132	90.2	20
高压侧线圈	66.173	94.061	90.2	20
铁心温度	62.098	74.123	90.2	20
低压线圈	81.97	88.873	69.2	15
高压侧线圈	68.909	97.062	69.2	15
铁心温度	64.395	76.817	69.2	15
低压线圈	87.067	92.472	48.2	10
高压侧线圈	73.036	100.668	48.2	10
铁心温度	67.576	80.416	48.2	10
低压线圈	97.532	101.094	27.2	5
高压侧线圈	81.807	108.986	27.2	5
铁心温度	74.447	88.368	27.2	5

由于试验具体环境如温度、湿度等无法完全明确和模拟；另外，Ansys 软件在计算强迫通风冷却的变压器温度场时，软件本身存在一定的缺陷；加上理论分析模型与实物在结构、风路上肯定有不少出入，其他忽略因素如热辐射、热传导等，因此，表中数据和现场测试的结果有一定的出入。但是，其温度的分布趋势却是很准确的。厂方根据分析出的温度分布，在容易发热的地方埋置 Pt100 铂热电阻，根据该电阻测得温升来调速通风的风速和别的改进措施，最终使得变压器的温升满足要求。

5.3 本章小结

本章分析了温度场有限元分析的理论，根据理论对多磁路变压器的温度场进行了有限元分析，通过将分析结果与真机的实际情况对比，尽管具体的温度值存在一定的误差，但温度场的分布情况与实际非常吻合，对变压器温升控制仍然有重要的指导作用。

结 论

根据国家的战略发展规划,在二十一世纪,我国人口将由农村向城市集中,城镇化水平将不断提高。随着城镇化水平的提高,城市中原有的交通拥堵问题将益发严重。因而,大力发展地铁交通必然是解决城市交通拥堵问题的一个有效办法。地铁车辆辅助电源是地铁车辆的重要组成部分,主要用于为地铁车辆上的交流辅助负载提供充足的电能。

目前,目前我国生产的地铁车辆主要采用静止式辅助逆变电源,其主电路主要采用双重逆变器结构形式,需要两个输出变压器,对减小逆变器体积、降低造价不利。而国外充分采用磁集成技术,辅助逆变电源只具有一个输出变压器,大大减小了辅助逆变电源的体积和重量。因而,将世界先进技术国产化是目前我们面临的一个刻不容缓的问题。

理论上,如果输出变压器一次侧采用轴向双分裂绕组,分别与其中一台逆变器联接,则双重逆变器输出只需一台变压器就够,实现了变压器与变压器的集成;由于变压器的漏抗必然存在,且在一次侧与双重逆变器的平衡电抗器串联,因此,只要合理设计变压器的漏抗,就可实现平衡电抗器与变压器的集成。本文作者基于这个理论,对采用磁集成技术的168kVA轴向双分裂多磁路变压器进行了各种研究。

本文首先分析了磁集成技术在地铁车辆辅助电源主电路中应用的可行性并计算出相关参数,然后通过系统仿真验证了理论的正确性;采用有限元方法,对变压器短路试验进行仿真,获得了变压器各绕组之间的漏磁能量,再通过能量法计算出各绕组间的漏感,调整变压器的相关参数,使得漏感与要求相符;采用有限元的热分析法得到变压器的温度场分布;最后,将仿真结果与出厂试验比较,验证其正确性。

1、主要研究成果如下:

(1) 通过对有限元法的发展了解,现代的有限元法无论是在计算方法还是在计算速度,都得到了飞速的发展,并出现了多种优秀的有限元仿真软件。作者最终采用了ANSYS有限元仿真软件,主要考虑到该软件的功能十分强大,技巧性强,并提供了多个应用接口程序,使用起来灵活、便捷,最主要的能进行多物理场问题之间的相互耦合。利用该软件建立的变压器短路试验有限元分析模型,进行三维场分析能够避免过去二维场分析的不准确性,是科研和工程中很好的分析软件。

(2) 分析了磁集成技术在地铁车辆辅助电源主电路中的应用,重点分析了平

衡电抗器的作用以及变压器漏感取代平衡电抗器的原理，得出了所需的变压器漏抗值，并利用 Matlab\Simulink 软件对车辆辅助逆变电源系统进行仿真。

(3) 建立了变压器短路试验的电磁场有限元分析模型，经过大量分析计算，确定了变压器采用 Arkadiy Kats 所提出的 E 型磁芯组合方法的多磁路铁心结构，同时确定了一次侧二次侧最佳的安匝数；建立了变压器强迫通风冷却的温度场有限元分析模型，计算分析出温度场的分布情况。

(4) 通过比较仿真结果与株洲电力机车厂提供的试验结果，表明了试验仿真型是可靠的，可行的；这不仅能够节约大量试验设备、人力，大大缩短研发周期和研发成本，而且具有良好的经济效益。

2、待改善之处

采用稳态非线性有限元分析法，计算思路和条件与实验情况不能完全吻合，并且忽略变压器的励磁电流。这样处理的仿真结果，和实际测量的值要小一些；温度场有限元分析时，其温度值与实际情况有一定出入，计算不够精确。

3、未来工作展望

磁集成技术应用在电源中可以大大减小体积，并能多方面改善设备性能。在国外，科研工作者从上世纪三十年代就开始从事研究，七十多年来，在各种各样的电源中都得到了广泛应用。然而我国上世纪九十年代才起步，而且至今没有得到重视。未来主要工作可以放在进一步拓宽磁集成技术的应用领域和研究适用于新的磁性材料与磁芯结构的磁集成技术两个方面。

参考文献

- [1]郑琼林,张奕黄,郝荣泰.城市轨道交通交流传动逆变器系统国产化方案[J].北方交通大学学报, 1998, 22(6): 82-87.
- [2]陈乾宏.开关电源中磁集成技术的应用研究[D].南京: 南京航空航天大学, 2001:
- [3]李红,左鹏,刘伟志等.地铁车辆辅助逆变电源分析研究[J].中国铁道科学, 2004, 25(1): 52-55.
- [4]赵清良.地铁车辆静止变流器[J].电力机车与城轨车辆, 2003, 26(4): 77-79.
- [5]菊池,高弘,等(日).日本铁道车辆用新型逆变器[J].国外铁道车辆, 2000, 37(5): 23-26.
- [6]陈勇.地铁车辆辅助逆变器控制技术研究[D].南京: 南京航空航天大学, 2003:
- [7]G B Crouse.Electrical Filter[P].US Patent: 1 920 948, 1933-08-01:
- [8]J Cielo, H Hoffman.Combined Transformer and Inductor Device[P].US Patent: 3 916 286, 1975-10-28:
- [9]Slobodan Cuk, Middlebrook, Robert.DC-to-DC switching converter[P].US Patent: 4 184 197, 1980-02-15:
- [10] Wei chen, Guichao Hua , Dan Sable.Design of High Efficiency, Low Profile Low Voltage Converter with Integrted Magnetics[M]. : VPEC, 1997, : 14-20.
- [11] 陈乾宏,阮新波,严仰.采用磁集成技术的高效率、低压输出正反激变换器[J].电工技术学报, 2002, 17(1): 53-58.
- [12] 胡岩.大型电力变压器磁分路及低压引线电流漏磁效应和局部过热的研究[D].沈阳: 沈阳工业大学, 2001:
- [13] Zhou Xingsheng, Chen Dan, Jamerson Clifford.Application of half-turn on E-core in switching power supplies[M].: IEEE—APEC, 1999, : 1210-1215.
- [14] 陈乾宏,阮新波.开关电源中磁集成技术及其应用[J].电工技术学报, 2004, 19(3): 1-8.
- [15] 姚志松,姚磊.中小型变压器实用全书[M].北京:机械工业出版社,2003: 384.
- [16] 黄俊,王兆安.电力电子变流技术[M].北京:机械工业出版社,1996: 192.
- [17] J Lopera, M.Prieto, A Pernia.Design of Integrated Magnetic Elements

Using Thick-Film Technology[M].: IEEE-APEC, 1998, : 407-413.

[18] 蔡宣三, 龚邵文.高频功率电子学.北京: 科学出版社, 1993: 150.

[19] Conor Quinn, Karl Rinne, Terence O Donnell.A Review of Planar Magnetic Techniques and Technologies[M].: IEEE-APEC, 2001, : 1175-1183.

[20] J Wei, P Xu, H P Wu, F Lee.Comparison of Three Topology Candidates for 12V VRM[G].: IEEE-APEC, 2001, : 245-251.

[21] Lloyd H, Dixon Jr.The Effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance[J].Unitrode Power Supply Design Seminar, 1990, (2): 1-7.

[22] M J Prieto, A Femandez, J M Diaz, &etc.Influence of Transformer Parasitics in Low-Power Applications[M].: IEEE-APEC, 1999, : 1175-1180.

[23] Arkadiy Kats, Gregory Ivensky.Application of Integrated Magnetics in Resonant Converters[M].: IEEE Transaction on Ins Electronics, 1997, : 925-930.

[24] 陈亚宁.交流平衡电抗器的原理与设计[J].电子变压器技术, 1995, (1): 18-21.

[25] 姚俊, 马松辉.Simulink 建模与仿真[M].西安: 西安电子科技大学出版社, 2002: 9.

[26] 许加柱.大电流互感器绕组屏蔽理论与应用研究[D].长沙: 湖南大学, 2005:

[27] 李建州.高速电力机车主变压器三维油箱损耗分析及温度场计算[D].长沙: 湖南大学, 2002:

[28] 张榴晨, 徐松.有限元法在电磁计算中的应用[M].北京: 中国铁道出版社, 1996: 24.

[29] 金建铭等.电磁场有限元方法[M].西安: 西安电子科技大学出版社, 1998: 55.

[30] 杨显清.电磁场与电磁波[M].北京: 国防工业出版社, 2003: 174

[31] (英)马丁, J.希思科特.变压器实用技术大全[M].北京: 机械工业出版社, 2004: 674

[32] 李英.用能量法计算电抗的实例[J].变压器, 2004, 41(2): 18-21.

[33] 梁振光, 唐任远.大型变压器三维瞬态涡流场场路耦合模型[J].电工技术学报, 2003, 18(5): 17-22.

[34] (苏)C.B.瓦修京斯基等.变压器的理论与计算[M].北京: 机械工业出版社, 1983: 123.

[35] 张朝晖.ANSYS 8 0 热分析教程与实例解析[M].北京: 中国铁道出版社, 2005: 10.

[36] 宋勇, 艾宴清, 梁波.精通 ANSYS 7 0 有限元分析[M].北京: 清华大

学出版社, 2003: 285.

[37] 唐兴伦, 范兴伦, 张朝晖. ANSYS 工程应用教程热与电磁学篇[M]. 北京: 中国铁道出版社, 2003: 78.

[38] 王文, 顾昌, 陈汝庆. 温度场的数值模拟法在干式电力变压器热设计中的应用[J]. 变压器, 1997, 34(9): 18-22.

[39] 刘传彝. 电力变压器设计计算方法与实践[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002: 104.

[40] 王冠军. SF₆ 气体绝缘变压器三维温度场的数值分析[J]. 电工技术学报, 1996, 11(6): 53-57.

[41] 王晓远, 李保林, 刘丽霞. 变压器三维温度场的分析与计算[J]. 天津大学学报, 1996, 29(3): 319-323.

[42] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 223.

[43] 郑治同. 电机实验[M]. 合肥: 合肥工业大学出版社, 1990: 64.

[44] 徐勇, 周腊吾, 朱英浩等. 变压器漏磁场分析[J]. 变压器, 2003, 40(9): 1-3.

附录 攻读学位期间所发表的学术论文目录

- [1] 罗隆福, 尚荣艳, 李季, 许加柱. 变压器漏磁场的有限元分析方法[J]. 湖南大学学报, 已录用.
- [2] 尚荣艳, 罗隆福, 李季, 许加柱. 高速大功率无刷同步电动机研制的重要技术难点分析及对策. 大电机技术[J], 已录用.
- [3] 许加柱, 罗隆福, 尚荣艳, 李季. 大电流互感器屏蔽绕组电流分析与优化[J]. 高电压技术, 2005, 31(1): 33-34.
- [4] 许加柱, 罗隆福, 李季, 尚荣艳. 大电流互感器试验方案的电磁耦合场分析[J]. 高压电器, 2004, 40(6): 446-448.

致 谢

首先，衷心地感谢我的导师罗隆福教授，本文是在罗老师的悉心指导下完成的，在论文的选题和写作过程中也得到了罗老师的大量帮助与指导。罗老师不仅在学业上认真地指导我，诲人不倦；在生活上也给予我大量的支持。罗老师严谨的治学态度和踏实的工作作风让我受益非浅。在论文完成之际，我谨向罗老师表达我最真挚地敬意！

感谢我的同门许加柱和李季，他们在学习上给予了我大量的帮助，在专业理论和应用方面都让我有了飞速的进步。在此，表示我最衷心的感谢！

感谢黄守道老师和他的弟子们，他们无私地提供给我相关资料。

感谢我的同门薛林锋、许志伟、卿晓辉、李勇、王巍、肖华、俞华、杨晨、毛文喜、黄罡、赵建强、付颖、王桂华、周金萍等给我提供热心帮助和鼓励！

感谢我的爱人彭长青，他为我的论文完成给予了全方面帮助，也为我的学习提供了经济资助。

最后，向审阅此文的专家和老师们致以我最深切的谢意！

作者: 尚荣艳
学位授予单位: 湖南大学

参考文献(45条)

1. [参考文献](#)
2. [郑琼林, 张奕黄, 郝荣泰 城市轨道交通交流传动逆变器系统国产化方案\[期刊论文\]-北京交通大学学报 1998\(6\)](#)
3. [陈乾宏 开关电源中磁集成技术的应用研究\[学位论文\]博士 2001](#)
4. [李红, 左鹏, 刘伟志, 姚文革 地铁车辆辅助逆变电源分析研究\[期刊论文\]-中国铁道科学 2004\(1\)](#)
5. [赵清良 地铁车辆静止变流器\[期刊论文\]-电力机车与城轨车辆 2003\(4\)](#)
6. [菊池, 高弘 日本铁道车辆用新型逆变器\[期刊论文\]-国外铁道车辆 2000\(5\)](#)
7. [陈勇 地铁车辆辅助逆变器控制技术研究\[学位论文\]硕士 2003](#)
8. [G B Crouse Electrical Filter 1933](#)
9. [J Cielo, H Hoffman Combined Transformer and Inductor Device 1975](#)
10. [Slobodan Cuk, Middlebrook, Robert DC-to-DC switching converter 1980](#)
11. [Wei chen, Guichao Hua, Dan Sable Design of High Efficiency, Low Profile Low Voltage Converter with Integrtd Magnetics 1997](#)
12. [陈乾宏, 阮新波, 严仰光 采用磁集成技术的高效率、低压输出正反激变换器\[期刊论文\]-电工技术学报 2002\(1\)](#)
13. [胡岩 大型电力变压器磁分路及低压引线电流漏磁效应和局部过热的研究\[学位论文\]博士 2001](#)
14. [Zhou Xingsheng, Chen Dan, Jamerson Clifford Application of half-turn on E-core in switching power supplies 1999](#)
15. [陈乾宏, 阮新波, 严仰光 开关电源中磁集成技术及其应用\[期刊论文\]-电工技术学报 2004\(3\)](#)
16. [姚志松, 姚磊 中小型变压器实用全书 2003](#)
17. [黄俊, 王兆安 电力电子变流技术 1996](#)
18. [J Lopera, M Prieto A Pernia. Design of Integrated Magnetic Elements Using Thick-Film Technology 1998](#)
19. [蔡宣三, 龚邵文 高频功率电子学 1993](#)
20. [Conor Quinn, Karl Rinne, Terence O Donnell A Review of Planar Magnetic Techniques and Technologies 2001](#)
21. [J Wei, P Xu, H P Wu, F Lee Comparison of Three Topology Candidates for 12VVRM 2001](#)
22. [Lloyd H. Dixon Jr The Effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance 1990\(02\)](#)
23. [M J Prieto, A Femandez, J M Diaz Influence of Transformer Parasitics in Low-Power Applications 1999](#)
24. [Arkadiy Kats, Gregory Ivensky Application of Integrated Magnetics in Resonant Converters 1997](#)
25. [陈亚宁 交流平衡电抗器的原理与设计 1995\(01\)](#)
26. [姚俊, 马松辉 Simulink建模与仿真 2002](#)
27. [许加柱 大电流互感器绕组屏蔽理论与应用研究\[学位论文\]硕士 2005](#)
28. [李建国 高速电力机车主变压器三维油箱损耗分析及温度场计算\[学位论文\]硕士 2002](#)
29. [张榴晨, 徐松 有限元法在电磁计算中的应用 1996](#)
30. [金建铭 电磁场有限元方法西安 1998](#)

31. [杨显清](#) [电磁场与电磁波](#) 2003
32. [马丁. J. 希思科特](#) [变压器实用技术大全](#) 2004
33. [李英](#) [用能量法计算电抗的实例](#)[期刊论文]-[变压器](#) 2004(2)
34. [梁振光](#), [唐任远](#) [大型变压器三维瞬态涡流场场路耦合模型](#)[期刊论文]-[电工技术学报](#) 2003(5)
35. [C B 瓦修京斯基](#) [变压器的理论与计算](#) 1983
36. [张朝晖](#) [ANSYS 8.0热分析教程与实例解析](#) 2005
37. [宋勇](#), [艾宴清](#), [梁波](#) [精通ANSYS 7.0有限元分析](#) 2003
38. [唐兴伦](#), [范兴伦](#), [张朝晖](#) [ANSYS工程应用教程热与电磁学篇](#) 2003
39. [王文](#), [顾昌](#), [陈汝庆](#) [温度场的数值模拟法在干式电力变压器热设计中的应用](#) 1997(09)
40. [刘传彝](#) [电力变压器设计计算方法与实践](#) 2002
41. [王冠军](#) [SF6气体绝缘变压器三维温度场的数值分析](#) 1996(06)
42. [王晓远](#), [李保林](#), [刘丽霞](#) [变压器三维温度场的分析与计算](#) 1996(03)
43. [陈世坤](#) [电机设计](#) 1997
44. [郑治同](#) [电机实验](#) 1990
45. [徐勇](#), [周腊吾](#), [朱英浩](#), [刘忠邵](#) [变压器漏磁场的分析](#)[期刊论文]-[变压器](#) 2003(9)

引证文献(1条)

1. [陈湘令](#), [黄细友](#) [移相整流变压器抑制过电压研究](#)[期刊论文]-[电力自动化设备](#) 2007(9)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y892906.aspx

授权使用: 湖南大学(hunandx), 授权号: b3966d3a-0a71-405f-ae93-9e3b0149a5cb

下载时间: 2010年11月27日