

专业学位硕士学位论文

高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计

Measurement of Stray Parameters in High-Frequency High-Voltage Transformer and Winding Structure Design

作者姓名： 宋晓婷

专业（工程领域）： 电气工程

学号： 31113007

指导教师： 戚栋 副教授

完成日期： 2013年5月

大连理工大学

Dalian University of Technology



大连理工大学学位论文独创性声明

作者郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用内容和致谢的地方外，本论文不包含其他个人或集体已经发表的研究成果，也不包含其他已申请学位或其他用途使用过的成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文题目：高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计

作者签名：宋晓婷 日期：2013年6月6日

摘 要

高频高压变压器是高压电源中实现升压以及信号隔离的重要元件，其性能好坏直接关系到高压电源运行的稳定性。衡量高频高压变压器的好坏，除了要考虑一般变压器中涉及的效率、运行特性等方面，还要考虑分布参数的影响。因为高压化导致变压器绕组之间的场强增强，引起绕组间分布电容变大；同时随着频率的不断升高，高频高压变压器分布参数对原边电流、EMI 等影响更加明显。高频高压变压器分布参数与变压器本身的绕组结构等因素有关，目前通过经验公式计算的分布参数，是一种粗略计算，只适合一些简单的理论分析。因此如何通过可靠的方法测量高频高压变压器分布参数并通过改善高频高压变压器绕组结构降低分布参数影响成为本文研究的核心。

从不同的角度，总结了变压器分布参数的等效模型，通过对比分析采用 π 型等效电路作为分布参数影响分析以及测量的依据；通过在相同实验条件下测量 U 型绕组结构和分段绕组结构变压器原边电流，验证了分段绕制可以有效降低分布电容的影响。

根据二端口网络法，对不同绕组结构变压器在不同频率下进行了开路 and 短路实验，根据测量结果计算出了 U 型绕组结构与分段绕组结构漏感和分布电容的数值，进一步说明了改善高频高压变压器绕组结构能够减小分布参数。

根据有限元原理，利用 Ansoft 软件中 Maxwell 2D 分析工具对高频高压变压器进行 2D 建模，通过仿真分析得到电势、电场以及能量的分布图，进而根据静电场理论计算出了分布电容大小，通过对比实验测量结果，验证了有限元分析方法的可行性。

关键词：分布参数；绕组结构；二端口网络；有限元分析

Measurement of Stray Parameters in High-Frequency High-voltage Transformer and Winding Structure Design

Abstract

High-frequency high-voltage transformer is a particularly important device in power supply to boost voltage and isolate signal. Its performance is directly related to the stability of power supply. To measure the performance of a high-frequency high-voltage transformer, influence of stray parameters must be taken into consideration compared with the general transformer. For high voltage can enhance electric field intensity and make the stray capacitance bigger; With the increase of frequency, impact of stray capacitance on the primary current, EMI etc. is more apparent. Stray parameters are related to the winding structure. Calculating the stray parameters by experience formula is only suitable for some simple theory analysis. How to use a reliable way to measure stray parameters and how to reduce the influence of stray capacitance by improving the winding structure of high-frequency high-voltage transformer is the key problem of this paper.

Equivalent model of transformer including stray parameters is summarized and π type equivalent model is used as the basis of impact analysis and measurement of stray parameters; By measuring primary current of U-shaped winding structure transformer and sectional winding structure transformer in the same experimental conditions the sectional winding structure is verified to reduce the influence of stray capacitance.

According to two-port network theory, open circuit and short circuit experiments of different winding structure transformer are carried out under different frequency. Value of leakage inductance and stray capacitance can be calculated according to the measurement results of the U-shaped winding structure and sectional winding structure transformer, stray parameters can be reduced by improving transformer winding structure.

Based on finite element theory, the Maxwell 2D analysis tools of Ansoft software is used to model the high frequency high voltage transformer. Distribution of electric potential, electric field and energy is obtained by simulation analysis, which was used to calculate the stray capacitance according to the theory of electrostatic field. By comparing the experimental measurement results, the feasibility of finite element analysis method was verified.

Key Words: Stray Parameters; Winding Structure; Two-Port Network; Finite Element Analysis

目 录

摘 要	I
Abstract	II
1 绪论	1
1.1 课题研究的背景及意义	1
1.1.1 变压器的发展及分类	1
1.1.2 高频高压变压器应用	2
1.2 课题的研究现状	3
1.3 本文主要研究内容	4
2 高频高压变压器分布参数影响分析	6
2.1 高频高压变压器分布参数等效模型建立	6
2.1.1 含六集总电容等效模型	6
2.1.2 π 型等效模型	7
2.1.3 考虑磁芯影响的变压器等效模型	8
2.2 高频高压变压器漏感的影响分析	10
2.2.1 漏感对开关管的影响分析	11
2.2.2 漏感对电源输出功率的影响分析	12
2.3 高频高压变压器分布电容的影响分析	12
2.3.1 分布电容对变压器绝缘结构影响分析	12
2.3.2 分布电容对电磁干扰的影响分析	14
2.3.3 分布电容对原边电流影响	15
2.4 分布电容与漏感的综合影响分析	15
2.5 本章小结	17
3 高频高压变压器分布参数计算与测量	18
3.1 高频高压变压器设计	18
3.1.1 高频高压变压器磁芯选择	18
3.1.2 高频高压变压器绕组参数与绕制工艺确定	21
3.2 高频高压变压器分布参数计算	22
3.2.1 高频高压变压器漏感的计算	22
3.2.2 高频高压变压器分布电容的计算	23
3.3 绕组结构对分布电容大小影响	26
3.4 二端口网络法测量高频高压变压器分布参数	29

3.5	本章小结.....	32
4	高频高压变压器分布电容的有限元法分析.....	33
4.1	电磁场的基本理论.....	33
4.2	有限元数值解法原理.....	34
4.3	Ansoft 软件的有限元分析过程.....	35
4.4	Ansoft 软件有限元仿真结果.....	37
4.5	本章小结.....	41
5	高频高压变压器分布参数处理.....	42
5.1	高频变压器漏感的处理.....	42
5.1.1	RCD 电路降低漏感影响.....	42
5.1.2	通过优化变压器绕组结构减小漏感.....	43
5.2	高频高压变压器分布电容的处理.....	44
5.2.1	谐振法降低分布电容影响.....	44
5.2.2	通过优化绕组结构上减小分布电容.....	46
5.3	本章小结.....	47
6	实验结果与分析.....	48
6.1	变压器分布参数测量结果.....	48
6.1.1	有限元分析计算结果.....	48
6.1.2	实验法测量结果.....	48
6.2	测量结果分析.....	52
6.3	本章小结.....	54
结 论	55
参 考 文 献	56
附 录 实 物 图	59
攻读硕士学位期间发表学术论文情况	60
致 谢	61
大连理工大学学位论文版权使用授权书	62

1 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

1.1.1 变压器的发展及分类

1885年,世界上第一台变压器诞生在匈牙利的冈茨工厂,距今已经有一百多年的历史。随着电能能量传输中扮演的角色越来越重要,变压器自出现以来得到了大力的应用和发展^[1]。一个世纪以来,变压器的生产设备日臻完善,变压器的产量不断提高同时质量也有所改善。

在国外,生产变压器的国家以及相应的工厂主要有以下几个:(1)乌克兰名为扎布洛斯变压器厂,每年生产容量达到100 GVA。(2)瑞士ABB公司全世界范围内的29个变压器厂,每年生产容量达到80~100 GVA。(3)位于俄罗斯的名为陶里亚第的变压器厂,每年生产容量可以达到40 GVA。(4)隶属德国的TU集团,每年的生产容量为40 GVA。(5)一些日本名企包括日立、东芝、富士、三菱也生产变压器,这些企业加在一起的年生产总容量达到65 GVA。(6)另外英法的GEC-Alstom公司,每年生产容量也能达到40GVA。以上这些公司生产的变压器多数适用于不同的电压等级,但是随着变压器制造工艺的发展,变压器的电压等级也越来越高。这些公司有代表性的变压器长期稳定运行在系统中,这些变压器的类型及其工作电压以及视在功率主要为:直流输电电压为 ± 500 kV,容量为400 MVA的换流变压器;电压为220 kV,三相容量大小为1300 MVA的电力变压器;电压400~500 kV,单相容量大小550 MVA或者三相容量大小为750 MVA的电力变压器;另外还有电压为735~765 kV,容量为800MVA的电力变压器以及电压为1150 kV容量为1200 MVA的电力变压器^[2]。

国内,几家著名的变压器生产厂家在变压器的电压等级及生产能力方面可以与国外的一些厂家竞争,包括我国西安变压器厂、沈阳变压器集团以及保定变压器厂目前都已经具备成批生产电压等级为500 kV电力变压器的能力,总容量至少达到150 GVA,而且运行稳定,各项运行指标符合要求。

对于变压器的分类,从不同的角度出发,变压器的分类形式也不相同。(1)如果按工作频率分类,变压器可以分为以下几类:工频变压器,国内工作频率为50 Hz而国外一些国家为60 Hz;中频变压器,工作频率的范围400 Hz到1 kHz;高频变压器,其工作频率通常达到几千赫兹甚至几百千赫兹以上。(2)其次如果按绕组的个数又可以分为:双绕组变压器、三绕组变压器以及单相变压器(自耦变压器)。(3)按冷却方式可以分为:油浸式变压器或者干式变压器。(4)如果按用途分,变压器的种类繁多

一般可以分为：电力变压器、配电变压器、电源变压器：是指用于提供电子设备等所需电源中应用的变压器；脉冲变压器：应用于脉冲电路中的变压器；特种变压器：具有特殊功能的一类变压器包括参量变压器、稳压变压器、超隔离变压器、传输线变压器、漏磁变压器等；开关电源变压器：应用于开关电源电路中的变压器；通讯变压器：通讯网络中起到隔直和滤波作用的变压器。

1.1.2 高频高压变压器应用

变压器的种类多，应用场合广泛，比如应用于工频下的电力变压器在电能的生产、传输、分配的过程中，起到重要的作用。而在高频高压电源电路中，高频高压变压器处于核心作用，其性能稳定关系到高压电源运行的质量。例如在空气净化器电源以及介质阻挡放电电源等高压谐振电源中，高频高压变压器不仅起到升压的作用而且对电路的谐振参数起到调配作用这是变压器的分布参数在起作用。传统的工频变压器运行时一般不考虑分布参数的影响，但是随着频率的不断提高，变压器分布参数的影响不容忽视。因此在利用高频高压变压器升压的高压电源电路中，不仅要考虑变压器的电压等级、变比、绝缘等各项指标是否达到要求，还要考虑到由于变压器分布参数的存在对电路产生的影响。

目前，空气净化器电源大多使用高压开关电源。随着控制技术，软开关技术的发展，空气净化器高压开关电源正在向着体积小化以及高效化的方向发展，同时要求空气净化器电源还要具有低噪声、高可靠性、低能耗、抗干扰能力强以及模块化等特点^[3]。高频高压变压器的小型化对于减小净化器的体积起到关键作用。同时，随着空气净化器电源的高频化，传统的PWM硬开关控制技术受到限制，不利于高频化以及低损耗的实现。近年来，软开关控制技术不断被应用，实现零电流关断或者零电压开通的软开关控制技术也成为当今电源发展的一个方向。软开关是在电路发生谐振的情况下，使得开关实现零电流关断或者零电压开通的一种技术。在实现ZCS和ZVS的过程中，高频高压变压器的分布参数会影响谐振点，一般来说，可以通过在电路中引入分布参数吸收电路来消除高频高压变压器分布参数的影响，但是如此一来会增加电路元件不利于电源的小型化。因此，更好的选择是不再消除分布参数而是通过对变压器进行合理设计并利用分布参数产生谐振，实现零电流关断或者零电压开通。

介质阻挡放电DBD(dielectric barrier discharge)，是一种将绝缘介质插入放电空间的气体放电形式。利用高压脉冲电源就可以在大气压下得到介质阻挡放电低温等离子体，因此电源的性能指标直接关系到气体放电产生的等离子体的体积和能量密度^[4]。气体放电对脉冲源的性能指标要求较高，要求脉冲电源在短时间内可以产生高功率、高频率的

窄脉冲高电压，因此要求介质阻挡放电中应用的高频高压变压器具有稳定性、高效性，一般来说介质阻挡放电高压脉冲电源具备频率可调、电压幅值可调的特点，这是反馈调控的结果。高压脉冲电源输入为工频交流电压，输出为高压脉冲电压，升压的实现就是高频高压变压器的作用。

1.2 课题的研究现状

随着电源技术的不断发展，变压器也在不断适应与改变。60年代，一般应用线性直流稳压电源，其特点为：调整管工作在放大状态，具有发热量大，效率低的缺点，同时电源上还需要安装散热片，导致电源的体积一般比较大。线性直流稳压电源变压器的特点：体积大，尤其是要制作多组电压输出时变压器体积会更庞大。70年代，随着电力电子技术的发展，开关电源首次诞生在日本，开关电源原理：首先将交流电整流变成直流，然后通过控制开关管的交替导通将直流电逆变成满足要求的交流，最后经过输出整流滤波输出直流。开关电源有多种拓扑结构，按照结构可以大体分为非隔离型和隔离型两种，变压器就是应用在隔离型开关电源中，此时变压器的特点为：由于开关电源频率比直流稳压电源的频率高，因此时变压器体积相对有所减小，同时效率也有所升高。80年代，开关电源不断发展，高压化、高频化成为其发展趋势。而电源中采用的电力电子器件也同时发展迅速，功率晶体管的应用使电源的开关频率可以提高到20 kHz以上，此时的电源变压器也得到改进：逐渐用干式变压器取代油浸变压器，取消了高压变压器油箱，如此一来，高压变压器的体积有所降低。90年代，电力电子技术的不断发展使电源中的开关器件频率有所提高，因此此时的电源工作频率可以达到更高，同时高频高压变压器制作技术也在不断的发展，变压器的体积进一步减小^[3]。

变压器频率的不断提高，虽然缩小了变压器的体积但是对变压器其他方面产生了影响：（1）频率的升高，增大了磁芯的涡流损耗以及绕组损耗；（2）变压器的高频高压化使分布参数的影响不能被忽略。高频高压变压器的分布参数包括漏感和分布电容。漏感产生的原因：变压器不同绕组之间磁通不能完全耦合。漏感的大小主要受以下几个方面的影响：（1）变压器的结构与尺寸，即铁芯的大小与形状；绕组的层数、匝数、绕线截面积、绝缘厚度等。（2）磁芯的磁导率 μ ，在一般的应用中常常忽略 μ 的影响，但是当 $\mu \geq 1$ 时，会引起漏感增大。分布电容产生的原因：在变压器中，绕组线匝之间、同一绕组上下层之间、不同绕组之间、不同绕组层间、绕组对屏蔽层之间沿某一线度方向的电位是变化的，由于存在电位差进而产生电场，所以产生了分布电容^[5]。分布电容的影响因素有：绕组的结构、绝缘厚度以及层间的绝缘介质等。

目前对变压器分布参数的研究中,更多的分析针对于漏感,对于分布电容往往将其忽略,这在低频低压变压器中影响不大,但是在高频高压变压器中,分布电容的存在具有增大开关应力,引起电磁干扰等危害,不利于变换器的稳定运行,因此不能再忽略不计。在低压下,分布电容储存的电场能量为 $CU^2/2$,漏感中储存的磁场能量为 $Li^2/2$,相比之下,当电压较低时,分布电容产生能量的影响可以忽略。但是在高压情况下,分布电容中储存的电场能量已经不容忽略,因此高压高频变压器必须综合考虑分布电容与漏感对电路的影响^[6]。

国内外对于高频高压变压器的分布参数研究都是近十几年来才开始的,而且目前对于变压器分布参数的研究还主要集中在科研院所以及一些高校科研机构中,如国外的悉尼科技大学、国内的华北电力大学等,而且对于分布参数的研究也只限于理论分析计算和一些近似测量,对于不同绕组结构对分布参数的影响分析研究缺乏研究。而实际上,变压器的分布参数与变压器本身绕组的结构和排列布局有很大的关系。

(1) 漏感与绕组结构之间的关系:漏感与初次级绕组间耦合程度密切相关,如果初次级绕组绕在同一个磁芯上,采用交错绕制的方法可以增加初次级绕组的耦合程度,漏感较小。

(2) 分布电容与绕组结构之间的关系:绕组采用不同绕制的方法,对变压器的分布电容大小有很大影响。常用的变压器绕制方法有:U型绕法、Z型绕法、分段绕法、累进绕法。采用累进绕法分布电容最小,但是漏感与分布电容往往相互制约,在选择绕制结构时应该综合考虑。

1.3 本文主要研究内容

随着开关电源越来越高频高压化,变压器作为开关电源中重要的器件,实际应用中对变压器的可靠性要求也越来越高。但是变压器的磁通因为不能完全耦合,所以存在漏感,容易引起电路中的电压尖峰;同时变压器不同绕组之间,相同绕组层间、匝间均存在电位差,所以产生了分布电容,而分布电容容易引起电流尖峰。这些分布参数在高频高压的时候都不可以忽略。分布参数在电路开关转换的时候,在变压器内部和主电路回路中容易引起高频振荡,增加变压器损耗,并产生高频电磁辐射,同时也会增加功率器件的动态损耗,引起较高的应力,有可能引起开关管的损坏。所以,如何测量高频高压变压器分布参数大小,并通过改变其绕组结构调整分布参数的大小对于开关电源电路的稳定运行起到关键作用。本文以高频高压逆变电源变压器为研究对象,具体分析研究了高频高压变压器分布参数的影响、测量以及分布参数与绕组结构之间的关系。

具体研究内容如下：

(1) 建立高频高压变压器分布参数等效模型；具体分析漏感和分布电容两种分布参数的影响。

(2) 确定高频高压变压器参数和绕制工艺；根据静电场的理论，计算不同绕组结构下分布电容的大小，分析绕组结构对变压器分布参数大小的影响。

(3) 提出变压器分布参数实验测量方法：利用二端口网络法测量变压器在不同频率下的短路和开路参数，利用低高频法对测量数据进行处理，整理计算出分布参数数值。

(4) 变压器分布电容的有限元仿真计算：利用 Ansoft 软件的 Maxwell 2D 有限元分析工具对高频高压变压器进行建模并仿真，计算分布电容的数值。

(5) 分析在电路中降低漏感和分布电容影响的方法。

2 高频高压变压器分布参数影响分析

2.1 高频高压变压器分布参数等效模型建立

2.1.1 含六集总电容等效模型

根据电磁场的理论,可以通过假定若干个变量来表达电容的存在形式,此模型中假定三个变量,即初级电压 V_1 、次级变量 V_2 以及初次级绕组间的偏置电压 V_{off} ,所有变量均等效在一次侧。在静电场中有:

$$W = \frac{1}{2} \iiint_{\nu} D \cdot E dv \quad (2.1)$$

其中,模型中的三个电压 V_1 加到初级线圈、 V_2 加到次级线圈、 V_{off} 加到初次级之间所以式 2.1 就变成了如下式 2.2。

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \iiint_{\nu} D \cdot E dv = \frac{1}{2} \iiint_{\nu} (D_1 + D_2 + D_{\text{off}}) \cdot (E_1 + E_2 + E_{\text{off}}) dv \\ &= \frac{1}{2} \iiint_{\nu} D_1 \cdot E_1 + \frac{1}{2} \iiint_{\nu} D_2 \cdot E_2 + \frac{1}{2} \iiint_{\nu} D_{\text{off}} \cdot E_{\text{off}} \\ &\quad + \frac{1}{2} \iiint_{\nu} (D_1 \cdot E_2 + D_2 \cdot E_1) dv + \frac{1}{2} \iiint_{\nu} (D_{\text{off}} \cdot E_1 + D_1 \cdot E_{\text{off}}) dv \\ &\quad + \frac{1}{2} \iiint_{\nu} (E_2 \cdot D_{\text{off}} + E_{\text{off}} \cdot D_2) dv = W_1 + W_2 + W_3 + W_4 + W_5 + W_6 \end{aligned} \quad (2.2)$$

式 2.2 体现了 6 种能量,因此需要 6 个电容存储。将等效模型想象成一个二端口网络,左侧端口的两个端点从上到下编号为 1、2,右侧端口的两个端点从上到下编号为 3、4,得到的含六集总电容等效模型如下:

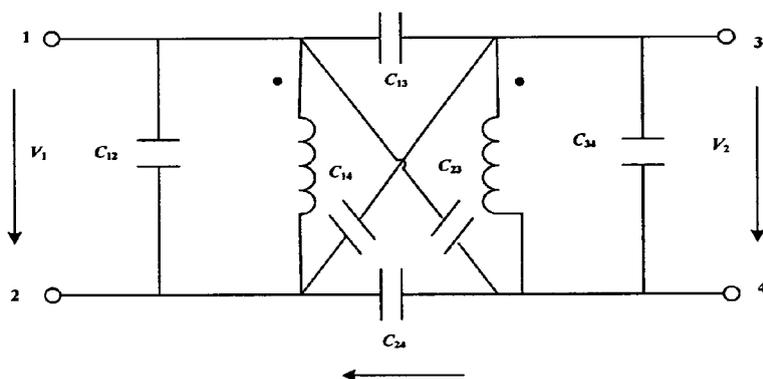


图 2.1 含六集总电容的高频高压变压器等效模型

Fig. 2.1 Equivalent model of high-frequency high-voltage transformer with six lumped capacitances

图 2.1 中六个电容所储存的能量如式 2.3 所示：

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{2}C_{24}V_{\text{off}}^2 + \frac{1}{2}C_{12}V_1^2 + \frac{1}{2}C_{34}V_2^2 + \frac{1}{2}(V_1 - V_{\text{off}} - V_2)^2 \\
 &+ \frac{1}{2}C_{14}(V_1 - V_{\text{off}})^2 + \frac{1}{2}C_{23}(-V_{\text{off}} - V_2)^2 = \frac{1}{2}(C_{12} + C_{13}C_{14})V_1^2 \\
 &+ \frac{1}{2}(C_{34} + C_{23} + C_{13})V_2^2 + \frac{1}{2}(C_{24} + C_{13} + C_{14} + C_{23})V_{\text{off}}^2 + (-C_{13})V_1V_2 \\
 &+ (-C_{13} - C_{14})V_{\text{off}}V_1 + (C_{13} + C_{23})V_{\text{off}}V_2 = W_1 + W_2 + W_3 + W_4 + W_5 + W_6
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

2.1.2 π 型等效模型

含六集总电容的等效模型，在计算和仿真得到的结果比较精确，但是增加了计算和仿真的复杂程度。实际应用中，通常将六个集总电容简化为三个集总电容，简化成图 2.2 所示的二端口网络电路。

其中，模型由漏感、分布电容、绕组电阻和理想变压器构成。此模型中，将变压器的分布电容等效为三个集总电容。包括原边绕组电容 C_{p0} ，副边杂散电容 C_{s0} 以及原边和副边之间的杂散电容 C_{ps0} 。其中， C_{p0} 和 C_{s0} 表征的分别是原边和副边线圈储存的电场能量的能力， C_{ps0} 表示的是初次级电场耦合的能力，是影响共模电流大小的重要因素之一，也是分析电磁干扰时主要考虑的一个重要参数。 R_p 和 R_s 是原副边绕组电阻， L_p 和 L_s 分别代表原副边漏感， T 代表理想变压器^[6-8]。这种模型在工程分析中，尤其是在对电路的电磁干扰分析中比较常用，得到了不少研究者的大力推广。

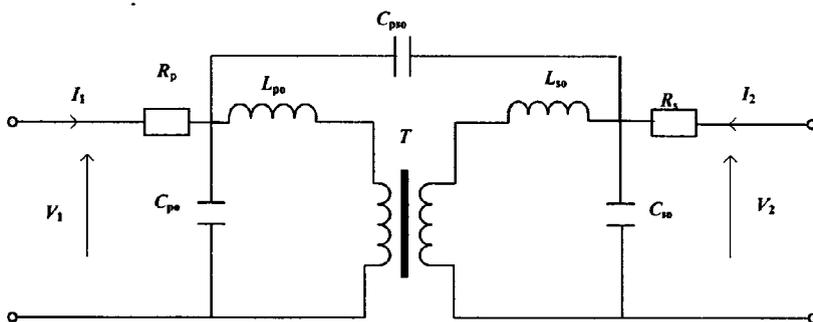


图 2.2 高频高压变压器二端口网络模型

Fig. 2.2 Two port model of high-frequency high-voltage transformer

将变压器二端口网络的模型中所有次级的各项参数等效到初级，得到的变压器 π 型等效电路，如图 2.3 所示。

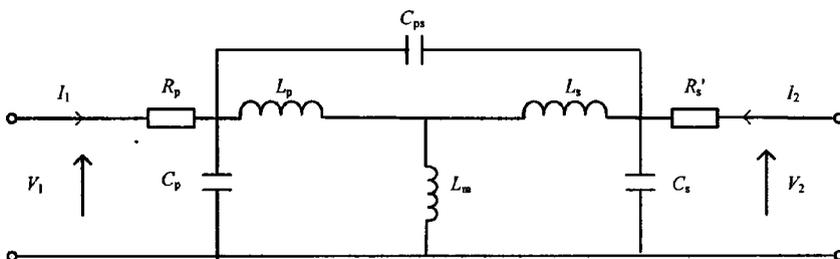


图 2.3 高频高压变压器 π 型等效电路

Fig. 2.3 π -type equivalent model of high-frequency high-voltage transformer

π 型等效电路中分布电容与二端口网络图中各电容与如下对应关系：

$$C_p = C_{p0} + (1 - k')C_{pso} \quad (2.4)$$

$$C_s = k'^2 C_{s0} + k'(k' - 1)C_{pso} \quad (2.5)$$

$$C_{ps} = k'C_{pso} \quad (2.6)$$

其中， k' 为变压器变比的倒数，大小等于 N_1/N_2 。

2.1.3 考虑磁芯影响的变压器等效模型

图 2.1 和图 2.2 所示的两种模型都是在忽略磁芯影响的情况下进行等效的，此时默认磁芯工作在线性区，但是随着开关频率的增高，磁芯通常工作在线性区并且磁芯的

损耗也逐渐增大。因此，将磁芯忽略的等效模型具有一定的局限性，在超高频或者实验激励电源较大的情况下不宜采用，因此有必要提出一种包含磁芯磁滞效应以及涡流损耗的变压器模型。建立考虑磁芯的变压器等效模型要充分考虑两点：（1）磁滞对于磁芯非线性的影响。（2）磁芯的等效损耗，可以用电阻表示。建立磁滞效应模型的方法有很多种，但是比较实用的是 Preisach 模型^[9, 10]。而要等效磁芯损耗可以在电路中利用等效电阻来表示。磁芯损耗主要是涡流损耗，而涡流损耗又可以看成是不变涡流损耗和可变涡流损耗的叠加。模型如图 2.4 所示。

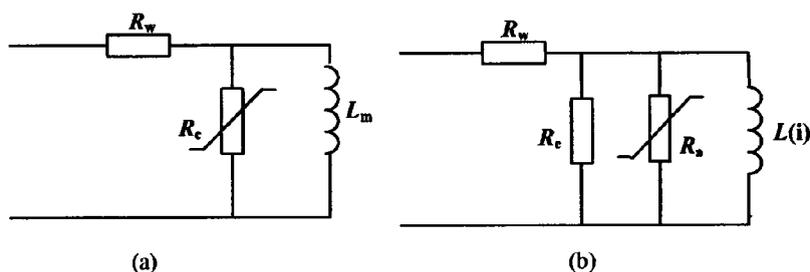


图 2.4 磁芯电路模型

Fig. 2.4 Circuit model of magnetic core

图 2.4 (a) 表示的是一种经典的含有磁芯的变压器模型。 R_w 是绕组的电阻， R_c 代表磁芯损耗， L_m 代表励磁电感。如果包括可变损耗， R_c 由两个并联电阻组成，即代表涡流损耗的电阻 R_c 和可变电阻 R_v ，如图 2.4 (b) 所示。在常温下电阻 R_w 和 R_c 是常量。电路中电阻 R_v 始终是一个变量。如果考虑磁滞效应，电感 $L(i)$ 也是非线性的。

上述的等效模型只适合频率低时的情况。原因是，当频率较高时还需要考虑磁场中其他的涡流分布如集肤效应等。为了使模型理论适应于高频应用场合，建模时采用梯形网络法对磁芯进行建模。在这种模型中，磁芯的横截面被分成若干个假想的涡流通道，并认为涡流密度由内到外的深度呈线性增加，而截面上的每一个环流路径都可以等效成图 2.4 (a) 所示的磁芯等效电路，因此如果在磁芯的横截面上有 n 个环流路径，那么就表示高频情况下磁芯的等效电路应该包含 n 个图 2.4 (a) 中的电路，磁芯的截面涡流路径如图 2.5 所示：

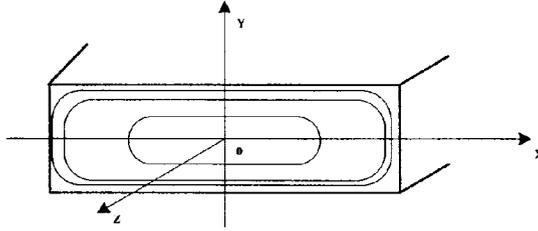


图 2.5 磁芯横截面积的涡流路径

Fig. 2.5 Cross section of a magnetic core showing eddy current paths

将磁芯的梯形网络模型添加到 π 型等效电路中，得到含有磁芯的变压器等效模型，其中 n 为梯度的数量，即涡流的数量。定义 $d\Phi_k/di_k (k=1,2,\dots,n)$ 代表第 k 个涡流环路中差分电感的大小。同理 $R_k (k=1,2,\dots,n)$ 为第 k 个涡流环路的磁芯损耗电阻，包括不变电阻 R_e 以及可变电阻 R_a 。

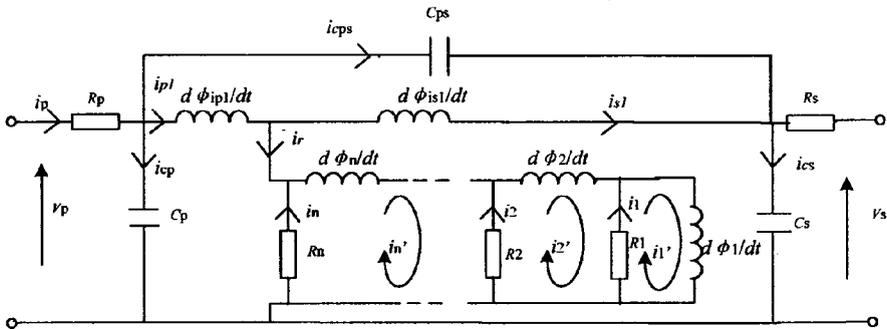


图 2.6 含磁芯的变压器等效模型

Fig. 2.6 Dynamic circuit of transformer with magnetic core

在梯形网络模型中，梯形的级数越高，计算精度就越高。通过 Preisach 模型的理论，可以利用编程的方法计算出磁芯损耗、涡电流以及次级电压，进而计算出各电容和电感值，这种模型的计算精度最高，但是计算过程一般比较复杂。

2.2 高频高压变压器漏感的影响分析

漏感的存在是由于变压器初级磁通没有通过磁芯耦合到次级，而是通过空气进行耦合。高频变压器在开关电源中传递的是脉冲方波电压，在瞬间变化的过程中，漏感会引起浪涌电流、尖峰电压或脉冲顶部振荡，增加损耗，影响开关电源的输出功率大小^[11,12]。

2.2.1 漏感对开关管的影响分析

高频变压器漏感对于电源开关管的影响是有利有弊。在下图 2.7 的开关管与变压器连接电路中，当开关管 T_1 导通时，漏感的存在对流过开关管的电流起限制作用，降低了开关管导通电流的上升率，起到保护开关管的作用。原因是：开关管刚刚导通时，电流在管芯内由点及面的进行扩散，因此如果电流上升率太大，容易使开关管内局部面积电流密度过大而导致烧毁^[1]。

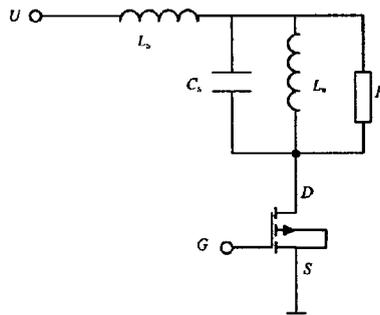


图 2.7 变压器与开关管连接电路

Fig. 2.7 Circuit of transformer connected with Mosfet

但是当开关管由导通到关断的瞬间，高频变压器的磁通瞬间改变，导致高频变压器初、次级会在短时间内产生比正常电压高出数倍的过冲电压。这种过冲电压的产生原因主要有以下两个方面：

(1) 磁通突变的影响

开关电源磁芯的磁化曲线如图 2.8 所示，当开关管开通时，工作点处在磁化曲线的 Q 点。当磁化电流突然中断时，电流和磁通由工作点 Q 处趋向零点。由于磁芯存在涡流效应，使得电流和磁通并不按照磁滞回线的 Q 到达 R，而是沿着图中所示虚线路径变到点 W 处，再以涡流下降速率回到 R 处。根据式

$$U = -Nd\Phi / dt \quad (2.7)$$

可知，由于磁通突变，则会引起过电压。

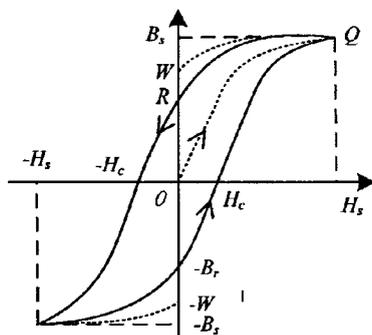


图 2.8 铁氧体铁芯磁化曲线

Fig. 2.8 Magnetization curve of ferrite transformer

(2) 漏感内储能带来的影响

开关管导通期间，漏感储能为 $L_s i^2/2$ 。关断瞬间，漏感储能迅速向周边电路释放，由于释放时间很短，根据

$$U = L di / dt \quad (2.8)$$

即使漏感很小，也会产生一个很大的瞬间电压。因此变压器漏感在开关管的导通和关断期间，对于开关管的影响是不同的，在实际应用中要根据漏感的大小来决定如何利用或者避免漏感的影响^[14]。

2.2.2 漏感对电源输出功率的影响分析

高频变压器的漏感可以看作是一个线性电抗，因此它会对有效负载有贡献，进而影响电源的输出功率。漏感对开关电源输出功率的影响可以通过以下公式简单说明，如下：

$$I_o \approx \frac{U_2}{Z}, Z = \sqrt{(X_1 + X_2)^2 + (R_1 + R_2)^2} \quad (2.9)$$

其中， I_o 为输出电流，表征输出功率的大小； U_2 为变压器二次侧输出电压；定义 Z 为输出回路总阻抗； X_1 、 X_2 为折算到一次侧的漏感感抗。通过观察式 2.9，得出漏感越大，输出电流 I_o 越小，即输出功率越小^[11]。

2.3 高频高压变压器分布电容的影响分析

2.3.1 分布电容对变压器绝缘结构影响分析

高频高压变压器中次级绕组匝数一般较多，因此导致每层绕组的匝数也较多。在高频电压和电流作用下，单层绕组匝间以及层间电压的分布并不均匀。为了分析方便，在

讨论绕组匝间与层间电容时认为绕组匝间与层间电压均匀分布，绕组各匝间和层间电容相等。图 2.9 所示为变压器单层绕组的匝间电容分布。

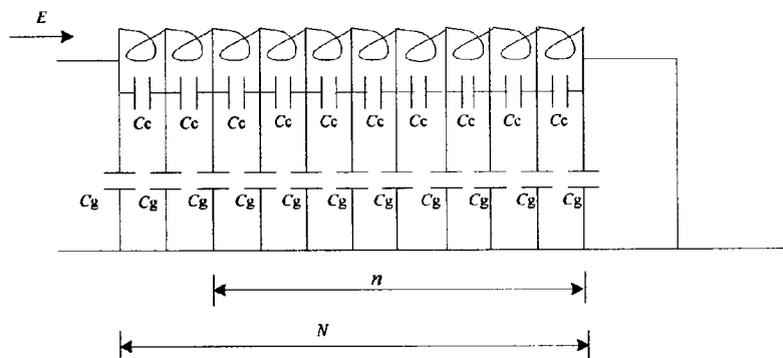


图 2.9 单层绕组的匝间分布电容
Fig. 2.9 Stray capacitances of the single winding

其中， C_c 是匝间等效分布电容， C_g 是层间电容， N 为单层匝数， n 为从端起的单层绕组的第 n 匝。定义 b 为匝间等效分布电容与层间等效分布电容的比值，即 $b=C_c/C_g$ ，并可以通过这个关系，描绘出单层绕组的电压分布，如图 2.10 所示。

通过图可以看出，因为分布电容的存在，导致绕组匝间的电势分布不均匀。在高频高压下，绕组的中间部位匝电势最低，端电势最高。这正是为什么变压器在出现击穿时一般都是两端容易击穿。

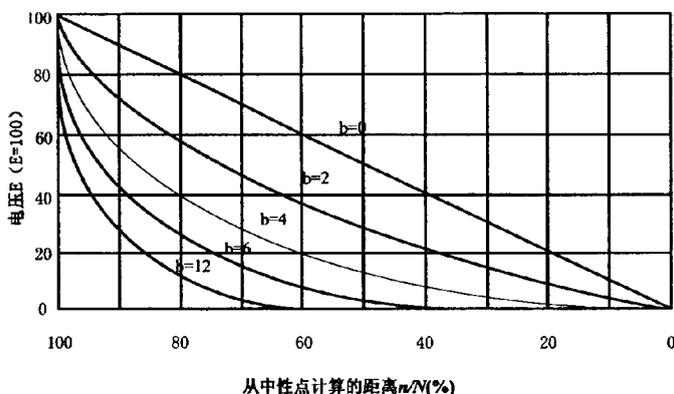


图 2.10 单层绕组的电压分布
Fig. 2.10 Voltage distribution of single winding

通过图 2.10 总结分布电容对变压器的影响：

(1) 分布参数对变压器绝缘的影响：层间分布电容 C_g 越大， b 值越大，导致曲线斜率越大即曲线变化越大，因此匝间电势越大。因此对变压器绝缘的要求越高。

(2) 改善绕组的电压分布措施：从图上直观来看，同样的电压层间距越大 b 值越小，同时分布电容也有所降低可以进一步改善电压分布。

(3) 端部电势与绝缘处理的关系：如果要降低绝缘处理的难度，需要降低绕组电压。因此实际设计时要充分考虑变压器的电压分布情况，将单层电势设计到一个绝缘安全允许的水平^[11]。

2.3.2 分布电容对电磁干扰的影响分析

高频高压变压器初次级绕组的分布电容会对电路的运行产生影响。当任何一个绕组上的电压变化时，分布电容中储存的能量也会发生变化，如此一来就会在变压器内以及主电路回路内发生高频振荡环流，增加变压器以及功率器件功率损耗^[15]。

同时，开关电源对电路电磁干扰也存在影响。电磁干扰容易引起设备、系统或传播通道性能下降，通常存在于电源电路的多种设备中。在电源中，从它的工作原理考虑可知，产生电磁干扰的信号一般是指它的内外围电路。电源内部产生电磁干扰的因素主要是由于电源中的晶体管以及二极管在工作过程中产生的阶跃电压和脉冲电流尖峰，这些杂散信号通过其他电路元件如：高频变压器、导线、储能电感、线圈就会引起电磁干扰具体表现为：(1) 由整流器负载引起的电流高次谐波带来的电磁干扰。(2) 开关电源电路中由于变压器分布参数存在产生的电压尖峰也是电磁干扰的影响因素。

其中高频变压器的分布电容是产生电磁干扰信号的重要因素之一。高频变压器的 π 型等效模型中，将高频变压器的电容简化为三个集总电容即：初级绕组电容 C_p ，次级绕组电容 C_s ，初次级绕组之间电容 C_{ps} 。而引起电磁干扰的电容主要是初次级绕组之间的杂散电容 C_{ps} 。原因是： C_{ps} 的存在使得变压器原边向副边传递能量的能力降低，此时次级相对初级相当于一个高负载阻抗。干扰源一般位于一次侧开关管的漏极或集电极，干扰信号就可以通过初次级绕组之间的分布电容传递，因此分布电容对变压器的传导干扰有一定的影响^[16,17]。

解决电磁干扰常用的方法主要有以下几个方面：(1) 降低干扰源的强度；(2) 选择抗干扰能力强的开关管；(3) 阻隔干扰的路径即可以选择加入屏蔽层消除分布电容对电磁干扰的影响。

2.3.3 分布电容对原边电流影响

高频高压变压器分布电容的存在会对原边电流产生影响，分布电容中的储能在开关导通瞬间会导致原边电流前沿产生尖峰。同时根据电流与电容的关系： $i=Cdu/dt$ 可知在电压变化率一定的情况下，如果高频高压变压器分布电容增加原边电流也会随着增大，进而引起开关应力增加，甚至造成开关管的毁坏。高频高压变压器分布电容的存在增加了对电路选管的要求。

2.4 分布电容与漏感的综合影响分析

高频高压变压器输入的是交流方波，分别在变压器简化模型的输入的前沿、顶端和后沿分析高频变压器的分布参数对逆变电源的影响。

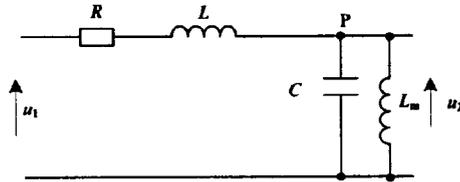


图 2.11 变压器简化模型

Fig. 2.11 Simplified model of transformer

其中， L 、 C 、 R 是高频变压器次级分布参数的集总值。设变压器原边绕组匝数为 N_p ，副边绕组匝数为 N_s ，变比为 k ，在变压器的 π 型等效电路中， L_p 和 L_s 是变压器初次级的漏感， C_p 和 C_s 是变压器初次级的分布电容， R_p 和 R_s 是变压器绕组的电阻。因此简化电路域 π 型等效电路的参数对应关系为：

$$L = L_p + k^2 L_s \quad (2.10)$$

$$C = C_p + \frac{C_s}{k^2} \quad (2.11)$$

$$R = R_p + k^2 R_s \quad (2.12)$$

(1) 脉冲前沿

脉冲前沿瞬间，漏感和分布电容会产生很大的电流和电压变化，在瞬间变化的电压下，加在它上面的开路电抗趋向无穷大。假设忽略绕组电阻和磁芯损耗电阻，可以得到图 2.12 (a) 所示的上升沿等效电路。计算节点 P 的电流，并通过对它的方程求倒数，得到式 2.8 所示的二次微分方程为：

$$\frac{d^2U_2}{dt^2} + \frac{dU_2}{RCdt} + \frac{U_2}{LC} = \frac{U_1}{LC} \quad (2.13)$$

此方程的解为:

$$U_2 = U_1(1 + Ae^{-\alpha t} + Be^{-\beta t}) \quad (2.14)$$

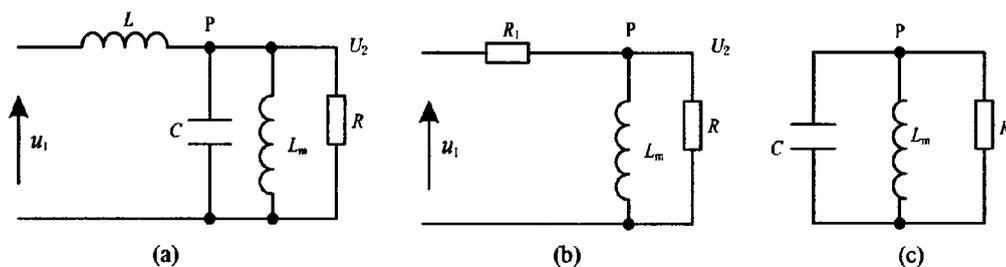


图 2.12 变压器在脉冲上升沿、平顶和下降沿的等效电路

Fig. 2.12 Equipment circuit of ascending edge, flat part and descending edge of transformer

(2) 脉冲顶部

此时，电压电流在脉冲持续期内基本保持不变，主要是励磁电感起主要作用，漏感和分布电容便不起主要作用。由此得到图 2.11 (b) 所示的脉冲平顶时的等效电路。由电路可以得到结点 P 处电流的一阶微分方程如式 2.9 所示，即

$$\frac{R + R_1}{RR_1} \frac{dU_2}{dt} + \frac{U_2}{L_m} = 0 \quad (2.15)$$

此方程的解为:

$$U_2 = U_1 k e^{\frac{-kR_1 t}{L_m}} \quad (2.16)$$

(3) 脉冲下沿

漏感一般比励磁电感小许多，通常可以忽略。此时，励磁电感中储存的磁能与分布电容中的能量共同释放能量，因此此时分布电容和励磁电感起主要作用。下降沿等效电路如图 2.11 (c) 所示。因此针对节点 P 处的电流计算所得二次微分方程为:

$$\frac{d^2U_2}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dU_2}{dt} + \frac{U_2}{L_m C} = 0 \quad (2.17)$$

此方程的解为:

$$U_2 = U_1(Ae^{\alpha t} + Be^{\beta t}) \quad (2.18)$$

在高频高压变压器的分布参数中绕组电阻值 R 一般较小，根据电路理论，如果

$$R < 2\sqrt{L/C} \quad (2.19)$$

式 2.18 和式 2.16 表征的电压波形会产生衰减振荡，也就是在开关转换瞬间，分布参数中的能量会引起波形上升沿和下降沿产生振荡过冲，这种振荡过冲会增大开关应力，造成不必要的损耗，同时也是电源中 EMI 的来源之一，严重的情况还可能会造成开关管损坏^[18-20]。

2.5 本章小结

本章总结了目前现有的变压器分布参数等效模型，其中 π 型等效模型结构简单适合以及含磁芯影响的等效模型。具体分析了漏感和分布电容的影响，主要表现在对开关应力、EMI 以及功率损耗方面的影响。

3 高频高压变压器分布参数计算与测量

3.1 高频高压变压器设计

3.1.1 高频高压变压器磁芯选择

本文以逆变电源的高频高压变压器为研究对象。逆变电源基本参数：输出电压幅值 20 kV，输出功率为 2 kW。

高频高压变压器设计依据是原副边电压等级、功率以及对变压器绝缘的要求。对于高压变压器，磁芯材料一般选择高磁导率、低矫顽力、高电阻率的软磁材料。常用磁芯的材料主要是铁氧体，另外还有坡莫合金、非晶态合金等。本文设计的变压器选择铁氧体材料，常见的几种磁芯形状如表 3.1 所示^[4]。

表 3.1 铁氧体磁芯形状分类
Tab. 3.1 Sort of magnetic core made of ferrite

磁芯类别	适用场合	特点
罐形磁芯	适用于小功率场合	电磁干扰小 价格较贵
DS/RM磁芯	适于印刷电路	损耗小、易安装
E型磁芯	满足不同的安装要求	易于安装和绕线 成本低
EC、ETD和 EER型磁芯	适用小功率	空间大、绕线方便 需要空气流散热
PQ型磁芯	印刷板上	体积小和重量轻
EP型磁芯	包围线圈好	屏蔽效果好
U型磁芯	适用于大功率场合	绕制空间大 体积大

对于高压变压器来所磁芯的选择受到限制，高压变压器次级绕组匝数多，而且由于高压变压器有爬电安规的限制，变压器在绕制的时候骨架两端会留出适当的安全距离，因此高频高压变压器绕线会占用较大的空间，因此需要窗口面积大的磁芯形状。U型磁

芯窗口面积大且适合大功率变压器，同时这种磁芯结构散热方面相比其他形状磁芯也有优势，因此本文选择U型磁芯，并利用AP法计算磁芯大小尺寸。AP法是通过电源频率与输出功率大小计算变压器磁芯尺寸。定义变压器原边电压为 U_p ，原边电流平均值大小 I_p ，变压器效率 η ，因此变压器输出功率为：

$$P_o = \eta P_{in} = \eta U_p I_p \quad (3.1)$$

定义变压器原边电流系数为电流平均值与有效值之比，定义 I_{rms} 为原边电流有效值，则有：

$$K_t = \frac{I_p}{I_{rms}} \quad (3.2)$$

代入整理得：

$$P_o = \eta K_t U_p I_{rms} \quad (3.3)$$

原边电压 U_p 、原边电流有效值 I_{rms} 均和磁芯有关，因此输出功率大小也与磁芯的各项参数有关。设磁芯窗口面积为 A_w ，定义原边绕组所占窗口面积大小为 A_p ，副边绕组所占窗口面积为 A_s 。总体窗口系数和原边窗口系数：

$$K_u = \frac{A_p + A_s}{A_w} \quad (3.4)$$

$$K_p = \frac{1}{n} \frac{A_p}{A_p + A_s} \quad (3.5)$$

其中， n 指的是原边绕组个数，这主要针对原边绕组有抽头的情况。本文原边绕组没有抽头，因此 $n=1$ 。

$$A_p = K_u K_p A_w \quad (3.6)$$

定义原边绕组导体截面积 A_{pw} ：

$$A_{pw} = \frac{K_u K_p}{N_p} A_w \quad (3.7)$$

因此电流密度：

$$d_c = \frac{I_{rms}}{A_{pw}} \quad (3.8)$$

一般 $d_c=400\sim 450$ A/cm²。

$$I_{rms} = d_c A_{pw} = \frac{d_c K_u K_p}{N_p} A_w \quad (3.9)$$

根据电磁感应原理，变压器原边绕组电压为

$$U_p = N_p A_e \frac{\Delta B}{\Delta T} \times 10^{-8} \quad (3.10)$$

$$K_f = \frac{\Delta B / B_{\max}}{\Delta T / T} \quad (3.11)$$

其中, ΔB 是磁通变化量, 单位为 G; ΔT 为磁通变化时间, 单位是 s。 K_f 为磁通变化率系数。

$$\frac{\Delta B}{\Delta T} = K_f B_{\max} f_s \quad (3.12)$$

f_s 是开关频率, 值为 $1/T$ 。

将式 3.12 代入到式 3.10 中, 得到

$$U_p = K_f f_s N_p A_e B_{\max} \times 10^{-8} \quad (3.13)$$

将电流方均根值和电压有效值代入到式 3.1 得:

$$P_o = \eta K_t K_u K_p K_f d_c f_s B_{\max} A_w A_e \times 10^{-8} \quad (3.14)$$

面积乘积 AP:

$$AP = A_w A_e = \frac{P_o \times 10^8}{\eta K_t K_u K_p K_f d_c f_s B_{\max}} \quad (3.15)$$

表 3.2 磁芯计算涉及的各项参数

Tab. 3.2 Parameters about core calculation

参数	数值	单位
功率 P_o	2000	W
效率 η	0.8	-
最大磁通密度 B_{\max}	1000	Gs
原边电流系数 k_t	1	-
窗口利用系数 k_u	0.4	-
原边窗口系数 k_p	0.5	-
磁通变化率系数 k_f	4	-
电流密度 d_c	450	A/cm ²

代入各项参数计算 $AP=28.19 \text{ cm}^2$ ，选择磁芯时要留有余量即要选择比计算结果稍大而又最接近的型号。本文选择磁芯型号为 UY30，其中磁芯截面积为 668 mm^2 ，窗口面积为 32.4 cm^2 。

3.1.2 高频高压变压器绕组参数与绕制工艺确定

通常在变压器设计中原边绕组匝数与输入电压、开关频率、所选磁芯横截面积以及最大磁通都有关系。而副边的绕组匝数又与原边匝数和输出电压及输入电压的比有直接的关系。原副边绕组的匝数计算如下：

$$N_p = \frac{U_{\min}}{k_f f_s A_e B_{\max}} \times 10^8 = 2150 \text{ 匝} \quad (3.16)$$

$$N_s = \frac{N_p \times U_o}{U_{\min}} = 22 \text{ 匝} \quad (3.17)$$

同时，高频高压变压器计算导线线径时需要考虑由于高频化带来的集肤效应的影响，为减小变压器导线的集肤效应，单股导线的线径不宜太大，因此高频高压变压器往往采用多股绕制。集肤效应的集肤深度与变压器的频率有关。

$$\delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} = 0.357 \text{ mm} \quad (3.18)$$

其中，6.61 是经验值。多股绕制时，单股导线的直径应该至少小于集肤深度的两倍，即 $D < 2\delta = 0.714$ ，因此本文初级绕组的单股导线直径大小 0.69 mm ，单股导线横截面积为 0.374 mm^2 。单匝绕组导线截面积与绕组电流有效值与电流密度有关，初级绕组截面积为：

$$s = \frac{I_{\text{prms}}}{J} = \frac{P_o}{\eta U_p J} = 1.12 \text{ mm}^2 \quad (3.19)$$

利用单匝初级绕组横截面积与单股导线横截面积之比，可以计算出初级绕组的并绕股数为 $s/\delta=3$ 。同理次级绕组的横截面积大小为：

$$s = \frac{I_{\text{srms}}}{J} = \frac{P_o}{U_o J} = 0.0296 \text{ mm}^2 \quad (3.20)$$

计算得到导线直径大小为 0.194 mm ，取 0.2 mm 导线单股绕制。

高频高压变压器的分布参数与变压器绕制工艺有关，常用的绕组绕制方法有：U 型绕法、Z 型绕法、分段绕制方法以及累进式绕法。本文分别按 U 型绕法与分段绕法绕制了两台铁芯形状与绕组匝数一致的变压器。变压器各项具体参数如表 3.3 所示：

表 3.3 变压器参数

Tab. 3.3 Parameters of transformer

参数	数值
磁芯	铁氧体 UY30
绕线材料	初级：铜线，直径为 0.69 mm 三股并绕 次级：铜线，直径为 0.2 mm 单股绕制
匝数	初级：22 次级：2150
绝缘材料	初级：电缆纸 次级：环氧树脂

3.2 高频高压变压器分布参数计算

3.2.1 高频高压变压器漏感的计算

高频高压变压器之间的漏感主要是因为磁通不能完全耦合，本文设计的变压器采用的是 UY 型磁芯，UY 型磁芯绕组及磁通的分布如下图 3.1 所示。其中 N_1 、 N_2 分别是初次级的绕组匝数。 Φ_{11} 是一次侧没有耦合到二次侧的漏磁通， Φ_{22} 是二次侧没有耦合到一次侧的漏磁通。 Φ 为既通过一次侧又通过二次侧的磁通^[23, 24]。

设变压器初级绕组的磁通为 Φ_{11} ，次级绕组磁通为 Φ_{22} 可以表示为：

$$\Phi_{11} = \Phi_{11} + \Phi \quad (3.21)$$

$$\Phi_{22} = \Phi_{22} + \Phi \quad (3.22)$$

其中， Φ_{12} 为由电流 i_1 产生通过初次级绕组的磁通；同理 Φ_{21} 是由电流 i_2 产生同时通过初次级的磁通。因此，初次级绕组的电压用与各磁通相对应的电感以及互感和电流表示。

$$V_1 = (L_{11} + L_{12}) \frac{di_1}{dt} + M_{21} \frac{di_2}{dt} \quad (3.23)$$

$$V_2 = (L_{22} + L_{12}) \frac{di_2}{dt} + M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (3.24)$$

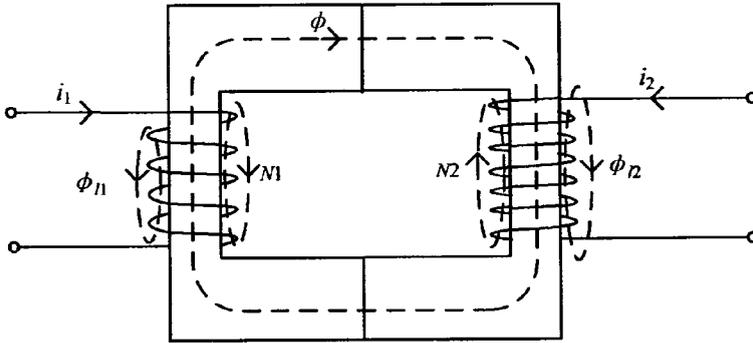


图 3.1 高频高压变压器漏感模型

Fig. 3.1 Leakage inductance model of high-frequency high-voltage transformer

M_{12} 、 M_{21} 是变压器互感，如果认为磁芯是均匀的，那么就有 $M_{12}=M_{21}=M$ 。于是得到变压器漏感的公式为：

$$L_{11} = L_{11} - (N_1 / N_2)M \quad (3.25)$$

$$L_{22} = L_{22} - (N_2 / N_1)M \quad (3.26)$$

求解得到互感和各自感的公式为：

$$L_{11} = \frac{\mu_0 \mu_e N_1^2 A_e}{l_e} \quad (3.27)$$

$$L_{22} = \frac{\mu_0 \mu_e N_2^2 A_e}{l_e} \quad (3.28)$$

$$M = K \sqrt{L_{11} L_{22}} \quad (3.29)$$

式中涉及的各项中， μ_e 是磁芯的有效磁导率， A_e 是磁芯的有效横截面积， l_e 是磁路的有效长度， K 是初次级绕组之间的耦合系数。

其实，各文献所示的计算自感和互感的方法，都是一种近似的经验公式，实际中漏感的大小多采用测量得到。

3.2.2 高频高压变压器分布电容的计算

根据静电场的理论，可以对变压器分布电容进行近似计算。按照高频高压变压器模型分析，变压器的分布电容主要包括初级绕组匝间电容、层间电容，次级绕组的匝间电容、层间电容以及初次级绕组之间的电容，在本文的高频高压变压器中，初级绕组为单层绕制。初次级绕组匝数相差悬殊，与次级绕组的分布电容相比，初级绕组的分布电容包括绕组与磁芯之间的分布电容以及绕组的匝间电容。

(1) 初级绕组分布电容的计算

本文研究高频高压变压器初级绕组只有一层，其与磁芯之间的分布结构以及绕组上的电压分布如图 3.2 所示：

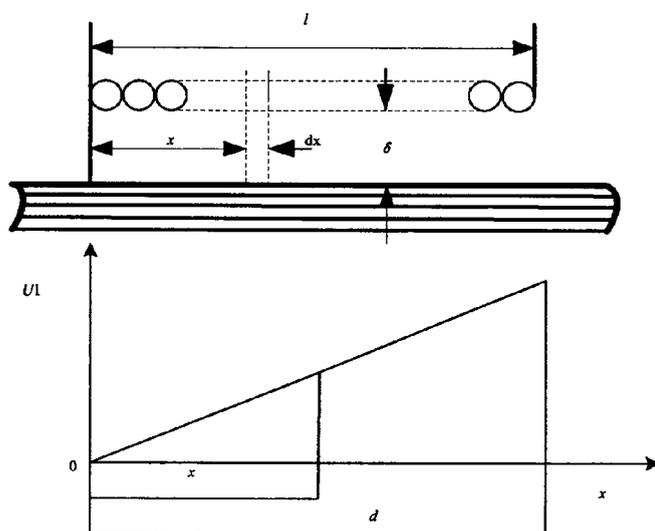


图 3.2 变压器初级绕组及电压分布

Fig. 3.2 Primary winding of transformer and voltage distribution

其中， v 是极板电容器体积； E 是极板间的电场强度。 C_1 是高频高压变压器静电容。 D 为静电场电位移矢量。将绕组与磁芯看成是两平行极板，而且由于变压器绕组的各处电位不是等电位，所以极板间各处电位差也不同。根据静电场的理论，极板间电容器储存的能量为式 3.28 所示^[25, 26]：

$$W = \frac{1}{2} \iiint D \cdot E dv = \frac{1}{2} C_1 U^2 \quad (3.30)$$

$$D = \epsilon E \quad (3.31)$$

如果将磁芯接地，则绕组与磁芯之间的电压如式 3.32 所示：

$$U_1(x) = \frac{U_1 x}{ld} \quad (3.32)$$

因此场强分布为：

$$E(x) = \frac{U_1(x)}{\delta} = \frac{U_1 x}{l\delta} \quad (3.33)$$

对应的电场储存能量为：

$$W = \frac{1}{2} \iiint D \cdot E dv = \frac{1}{2} \varepsilon \iiint E^2(x) dv \quad (3.34)$$

$$dv = \delta \cdot ds = \omega \cdot \delta \cdot dx \quad (3.35)$$

将式 3.34 和 3.35 代入式 3.30 中得到：

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon \iiint E^2(x) dv = \frac{1}{2} \varepsilon \iiint E^2(x) \omega \delta dx \quad (3.36)$$

经计算得到

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon \iiint E^2(x) \Delta l \delta dx = \frac{1}{2} \frac{C_1}{3} U^2 = \frac{1}{2} C_n U^2 \quad (3.37)$$

(2) 次级绕组分布电容的计算

在高频高压变压器中，次级匝数远远大于初级匝数，所以对于高频高压变压器，次级绕组的分布电容对整体分布电容的贡献最大。而次级绕组因匝数多所以层数也多，匝间电容相比层间电容较小，因此可以忽略，次级绕组对分布电容做主要贡献的是层间电容。层间电容是绕组两层之间存在的电位差所致，变压器绕组的不同绕法会引起分布电容的不同。下图 3.3 是变压器采用 U 型绕法时绕组层间的电压分布，以 U 型绕法变压器为例分析层间分布电容的计算方法。

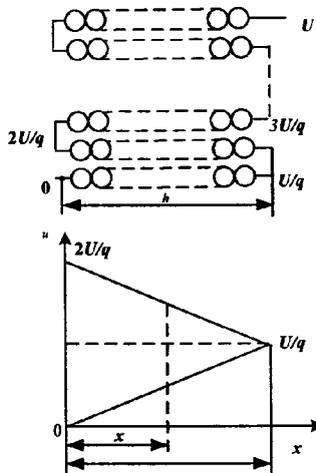


图 3.3 U 型绕组结构与电压分布

Fig. 3.3 U type winding structure and voltage distribution

图 3.3 是变压器绕组 U 型连接示意图以及绕组之间的电压分布。其中, U 为次级绕组电压, q 为变压器次级绕组的层数, h 是次级绕组的长度, 并定义 l 为绕组的匝长。两相邻绕组之间的距离为 ζ 。在相邻绕组之间的绝缘间隙中, 认为电压沿各层绕组长度的分布规律相同, 各层电压的最大值为 U/q 。绕组两层之间的电压随着绕组长度而变化。次级变压器绕组匝数繁多, 绕组层数也多, 相邻绕组之间认为是圆柱极板间电容, 极板间的绝缘介质的介电常数为 ε 。根据静电场的理论, 相邻绕组之间电场储存的能量大小表征的是分布电容电容储能的能力, 相邻绕组间电压表达式如式 3.38 所示。

$$U(x) = \frac{2U}{q} - \frac{2U}{qh}x \quad (3.38)$$

因此电场强度如下:

$$E(x) = \frac{U(x)}{\zeta} = \frac{2U}{\zeta q} - \frac{2U}{\zeta q h}x \quad (3.39)$$

根据计算初级绕组与磁芯之间分布电容的方法, 将变压器次级绕组分布电容看成是 π 型等效电路中的集总电容 C_s 。集总电容储能大小为各层绕组之间电场储存能量的和。其表达式如下所示:

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon \sum_{i=1}^{q-1} \iiint E^2(x) dv \quad (3.40)$$

因此可以推导出变压器次级 U 型绕制时的分布电容 C_s 的近似表达式为:

$$C_s = \frac{2W}{U^2} = \frac{2\varepsilon th(q-1)}{3q\zeta} \quad (3.41)$$

3.3 绕组结构对分布电容大小影响

变压器绕组的绕制方式主要分为 U 型绕制法、Z 型绕制法、分段绕制方法以及累进绕制方法。不同的绕组结构下, 绕组之间的电位分布不同, 这种电位分布的改变会引起分布电容的改变。下面就从电位的角度对不同绕法对分布参数的影响进行分析。分布电容的大小可以根据静电场的原理近似计算。U 型绕法分布电容计算方法已经介绍, 在此不再赘述。以下依次分析 Z 型绕法、分段绕法以及累进绕法三种绕组结构的分布电容。

(1) 变压器绕组 Z 型绕法

变压器的 Z 型绕法的示意图如图 3.4 所示, Z 型绕法也叫折叠绕法。即在绕完一层之后, 将线端拉至第一层的始端继续绕制第二层, 依次重复。由图可见, 如果变压器的绕组采用 Z 型绕法, 则电压分布是均匀的, 因此两层绕组之间电压 $U(x)$ 为常数 U/q , 电场强度为:

$$E(x) = \frac{U}{q\xi} \quad (3.42)$$

绕组分布电容为：

$$C_s = \frac{2W}{U^2} = \frac{\epsilon th(q-1)}{2q\xi} \quad (3.43)$$

对比公式 3.42 和 3.39 可以看出，Z 型绕法时相邻两层之间的电压差是常数，电场中储存的能量比 U 型绕法小，Z 型绕法计算得到的分布电容大小是 U 型绕法分布电容的 1/3。分布电容减小效果明显。但是 Z 型绕法也有缺点：在绕制工艺的复杂程度上 Z 型绕法比 U 型绕法复杂；在空间占用率方面，Z 型绕组占用空间较大，因此设计的变压器体积会比 U 型绕组变压器体积大。

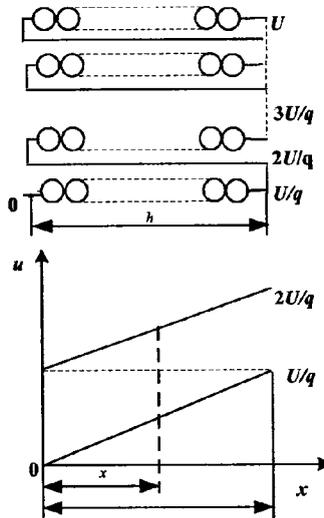


图 3.4 Z 型绕组结构及电压分布

Fig. 3.4 Z type winding structure and voltage distribution

(2) 分段绕法

分段绕制的方法就是将原来的线圈利用分段骨架，将原本 U 型绕组中的绕组匝数分成几等分，每一份绕制在一个骨架上，以此类推将每一个骨架分开绕好。分段绕法的绕组示意图如图 3.5 所示。其中， z 为分段数， q 是绕组层数。按照静电场理论，分段绕法中每段绕组的电容为：

$$C_{sz} = \frac{2\epsilon th(q-1)}{3q\zeta} \quad (3.44)$$

因此分段后次级绕组的总分布电容如下所示:

$$C_s = \frac{C_{sz}}{z} = \frac{2\epsilon th(q-1)}{3q\zeta z} \quad (3.45)$$

由式 3.45 可以看出,分段绕法的分布电容与绕组分段段数有关系,分段绕法的骨架分了几段,分布电容就是 U 型绕法的几分之一。因此,分段越多分布电容的值就越小。

假设变压器的分段数为 2,其分布电容大小就相对 Z 型绕组和 U 型绕组已经减小。而实际上,在高压高频变压器的次级,因为匝数很多,往往所分段数至少为两段以上,例如本文中的变压器分段绕制的变压器,采用五段骨架绕制,分布电容相比 U 型绕法大大降低。

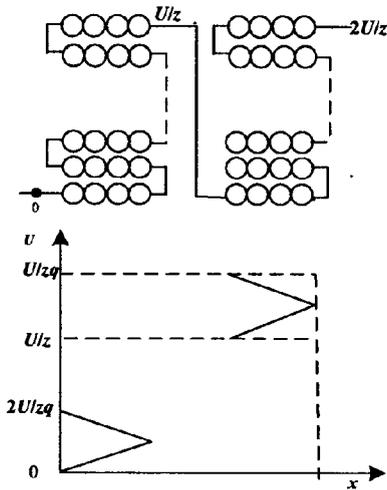


图 3.5 变压器分段绕制方法及电压分布

Fig. 3.5 Section winding structure and voltage distribution

(3) 累进式绕法

所谓累进式绕线方法,就是先绕第一层的一部分,再在第一层上绕回去,形成第二层的一部分,这样交替绕制第一层线圈与第二层线圈,设累进的圈数为 n ,则线圈间的最大电压就是 $1/n$ 。因此有效地减小了分布容。

3.4 二端口网络法测量高频高压变压器分布参数

虽然目前也存在一些简单的方法测量漏感和分布电容，比如用电桥测量变压器漏感，在一些研究中提出利用谐振法测量分布电容，但是这些方法测量的分布参数值都是一个集总值，测量的方法比较简单但是测量结果近似性较大，精确性较差。本文提出一种根据二端口网络原理测量分布参数的方法。

二端口网络法测量变压器分布参数采用的变压器的 π 型等效模型，模型中将分布电容看成是三个集总电容进行分别测量。如图 3.4 所示：

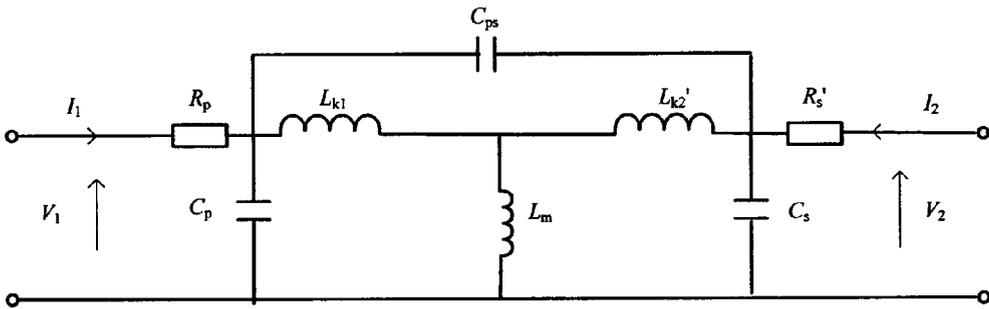


图 3.4 变压器 π 型等效模型

Fig.3.4 π type equivalent model of transformer

在正弦激励下，根据二端口网络的计算方法，端口电压、电流以及导纳可以用矩阵的形式表示^[28]：

$$Y \cdot V = I \quad (3.46)$$

其中， $V = [V_1, V_2]^T$ ， $I = [I_1, I_2]^T$ 。 Y 是导纳矩阵，可以表示成是两个矩阵的乘积：

$$Y = A^{-1} \cdot B = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

其中，矩阵 A 、 B 可以用模型中的各分布参数以及角频率 ω 表示：

$$A_{11} = R_p + j\omega(L_{k1} + L_m) - \omega^2 R_p [C_{ps} L_{k1} + (L_{k1} + L_m) C_p] \quad (3.48)$$

$$A_{12} = j\omega L_m + \omega^2 C_{ps} R_s' (L_{k1} + L_m) - \omega^2 L_m R_s' (C_s + C_{ps}) \quad (3.49)$$

$$A_{21} = j\omega L_m + \omega^2 C_{ps} R_p (L_{k1} + L_m) - \omega^2 L_m R_p (C_p + C_{ps}) \quad (3.50)$$

$$A_{22} = R_s' + j\omega(L_{k2}' + L_m) - \omega^2 R_s' [C_{ps} L_{k2}' + (L_{k2}' + L_m) C_s] \quad (3.51)$$

同理，用同样的方法表示矩阵 B ，则有

$$B_{11} = 1 - \omega^2 [C_{ps} L_{k1} + (L_{k1} + L_m) C_p] \quad (3.52)$$

$$B_{12} = \omega^2 [L_{k1} C_{ps} - L_m C_s] \quad (3.53)$$

$$B_{21} = \omega^2 (L'_{k2} C_{ps} - L_m C_p) \quad (3.54)$$

$$B_{22} = 1 - \omega^2 [C_{ps} L'_{k2} + (L'_{k2} + L_m) C_s] \quad (3.55)$$

根据二端口网络的原理，矩阵 Y 中的元素的可以通过分别在两个端口进行开路和短路试验获得。等效模型中的各分布参数就可以通过矩阵 Y 的各元素值得到。表 3.4 列出了在开路和短路试验中电路对应的关系。

表 3.4 开路和短路测试下的等式关系
Tab. 3.4 Equations for open and short circuit tests

测试类型	对应等式关系	
二端口开路 $I_2' = 0$	$I_{1os} = \frac{B_{21}B_{12} - B_{11}B_{22}}{A_{21}B_{12} - A_{11}B_{22}} V_{1os}$	$V_{2os} = \frac{A_{11}I_{1os} - B_{11}V_{1os}}{B_{12}}$
二端口短路 $V_2' = 0$	$I_{1ss} = \frac{B_{21}A_{12} - B_{11}A_{22}}{A_{21}A_{12} - A_{11}A_{22}} V_{1ss}$	$I_{2ss} = \frac{B_{22}V_{1ss} - A_{11}I_{1ss}}{A_{12}}$
一端口短路 $V_1 = 0$	$I_{2sp} = \frac{A_{11}B_{22} - A_{21}B_{12}}{A_{22}A_{11} - A_{21}A_{12}} V_{2sp}$	$I_{1sp} = \frac{B_{12}V_{2sp} - A_{12}I_{2sp}}{A_{11}}$
一端口开路 $I_1 = 0$	$I_{2op} = \frac{B_{11}B_{22} - B_{12}B_{21}}{A_{22}B_{11} - A_{12}B_{21}} V_{2op}$	$V_{1op} = \frac{A_{12}I_{2op} - B_{12}V_{2op}}{B_{11}}$

其中，下标 os 的含义是二次侧开路， op 的含义是一次侧开路。同理 ss 的含义是二次侧短路， sp 的含义是一次侧短路。以 I_{1os} 为例说明，即二次侧开路时一次侧的电流大小。

在实际的应用中利用二端口网络的原理可以采取两种方法对变压器分布参数进行测量：

(1) 对电路进行从低频到高频的一系列测量

具体方法就是在不同的频率下对电路进行测量，每一个频率对应表格 3.3 中的八个公式进行一次计算。其优点就是计算的结果比较精确，但是计算量相对来说较大，计算过程困难^[29]。

(2) 利用低高频法测量变压器分布参数

这种方法首先在低频的时候对端口两端分别做开路测试，在高频时对电路的两端也进行开路测试。依据是低频且所加的电压又很小的情况下分布电容的影响可以忽略。

因此表格 3.3 中的公式可以简化为：

$$\begin{bmatrix} R_p + j\omega(L_{k1} + L_m) & j\omega L_m \\ j\omega L_m & R_s + j\omega(L_{k2} + L_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

其中三个电感可以由以下几个公式计算得到：

$$L_m = V_{2os} / 2\pi f k I_{1os} \quad (3.57)$$

$$L_{k1} = \frac{\sqrt{(V_{1os} / I_{1os})^2 - (P_{1os} / I_{1os}^2)^2}}{2\pi f} - L_m \quad (3.58)$$

$$L_{k2} = \frac{k^2 \sqrt{(V_{2op} / I_{2op})^2 - (P_{2op} / I_{2op}^2)^2}}{2\pi f} - L_m \quad (3.59)$$

其中， k 是初次级绕组之间的变比， V 和 I 是电压和电流的有效值， P 为有功功率。因为在高频的时候，分布电容的影响变得越来越明显，因此就不能再忽略。假定漏感是常量，分布电容可以利用表格 3.4 所示的公式计算出来。

无论采用哪一种方法，其测量系统都是相同的，测量的流程图如 3.5 所示：

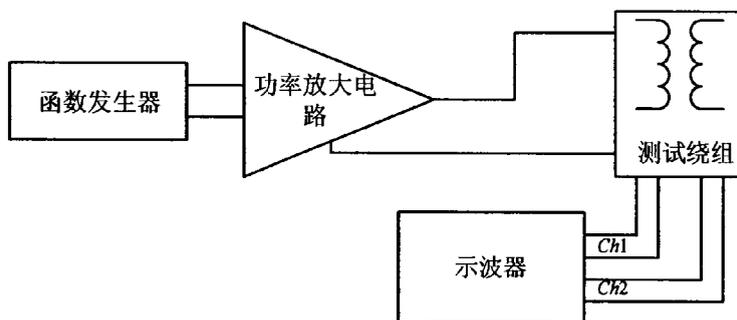


图 3.5 测量系统的模块图

Fig. 3.5 Schematic of the testing system

此种方法对变压器进行一系列的短路和开路测量，是一种频率从几千赫兹到几百千赫兹之间的宽频域测量。实验中对变压器两端口分别采用正弦激励，利用示波器的电压探头和电流探头测量开路和短路时的电压和电流。由于这种测量一系列频率的方法的计算过程复杂，因此实际计算的时候一般采用低高频法进行计算^[30, 31]。

3.5 本章小结

本章设计了高压逆变电源高频高压变压器的参数，通过对不同绕组结构变压器分布参数的计算和对比，分析绕组结构对高频高压变压器分布参数的影响。介绍一种二端口网络测量分布参数的方法。

4 高频高压变压器分布电容的有限元法分析

近年来,有限元法常被应用到电磁场的求解当中,根据静电场的几种边界条件求解电场、磁场等。本文通过对变压器模型的有限元分析,求解变压器的电势、电场以及能量分布,进而根据静电场的理论求解出分布电容的数值^[25]。

4.1 电磁场的基本理论

有限元分析方法是由电磁场中麦克斯韦方程组的理论推导出来的。麦克斯韦方程组由三个定律构成,即:法拉第定律、安培定律以及高斯电磁定律。麦克斯韦方程组的表达方式有微分形式以及积分形式,其中有限元法应用到的是微分形式即

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (4.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (4.4)$$

以及连续型方程:

$$\nabla \cdot J = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (4.5)$$

各参数含义: E 为电场强度、 B 为磁通密度(T)、 H 为磁场强度(A/m)、 D 为电位移矢量、 J 为电流密度(A/m²)和电荷密度(C/m³)。在变压器中,电位移矢量以及电场强度之间、磁通密度以及磁场强度之间以及电流密度和电荷密度之间还存在着以下的关系式: $D=\epsilon E$ 、 $B=\mu H$ 、 $J=\sigma E$ 。其中,介电常数 ϵ 、磁导率 μ 、电导率 σ 都是变压器的自身性质参数。在电磁场原理中为了能够求解出各个未知量的数值,还要给出场中的边界条件,在电磁场的理论中主要应用到的有以下几种边界条件。

(1) 第一类边界条件

第一类边界条件也叫狄里赫利边界条件。这类边界条件的特点是:已知求解区域内自由电荷分布的情况,同时边界上的电位也需要给定,如此区域内的电场强度分布就可求解。用公式表示为:

$$\begin{cases} -\epsilon \nabla^2 \varphi = \rho \\ \varphi_T = \varphi_0 \end{cases} \quad (4.6)$$

(2) 第二类边界条件

第二类边界条件又叫聂耳曼边界条件。这类边界条件的特点：同样已知求解区域内自由电荷分布的情况，同时已知边界电位的法向导数，通过这些已知条件计算出电位以及电场强度分布的情况。可以表述为：

$$\begin{cases} -\varepsilon\nabla^2\varphi = \rho \\ \varepsilon\frac{\partial\varphi}{\partial n_\Gamma} = \sigma_0 \end{cases} \quad (4.7)$$

(3) 混合边界条件

特点是：已知部分自由电荷分布，同时已知一部分边界上电位以及另外部分边界电位的法向导数。从而计算出电位以及电场强度分布的情况，这类边界条件成为混合边界条件。可以表述为：

$$\begin{cases} -\varepsilon\nabla^2\phi = \rho \\ \phi_{\Gamma_1} = \phi_0 \\ \varepsilon\frac{\partial\phi}{\partial n_{\Gamma_2}} = \sigma_0 \end{cases} \quad (4.8)$$

这几类边值问题在计算机数值方法中常常用到。与麦克斯韦方程组一起可以求解出电位以及电场分布，进而计算出分布电容的大小。

4.2 有限元数值解法原理

目前有限元数值解法常常应用到计算机分析，结合二维静电场的伽辽金方程和格林公式，选择一种边界条件进行分析，并按照以下步骤进行分析。

(1) 确定求解区域。本文涉及的求解区域是变压器初次级绕组的电场分布，即变压器的磁芯及绕组分布。

(2) 单元格划分。有限元的特点就是把求解区域划分成有限个子区域，每一个子区域称为单元，而单元的形状也是有据可依的。在二维模型的情况下，每个小单元可以是三角形也可以是四边形。本文应用的是利用三角形小单元划分网格。网格划分就是将求解的区域划分成有限个三角形，具体要求就是：每个小三角形之间要顶点连着顶点，三角形的三个边长尽量接近或三个内角尽量接近。

① 选择三元函数插值。有限元的方法因为将区域划分，因此需要将区域内的关系式以插值函数的形式进行近似。如果选择构造线性插值函数，表述为：

$$\varphi = \alpha_1 + \alpha_2x + \alpha_3y \quad (4.9)$$

因此每个小三角单元上的 3 个节点的也要满足这个关系，即：

$$\begin{cases} \phi_i = \alpha_1 + \alpha_2 x_i + \alpha_3 y_i \\ \phi_j = \alpha_1 + \alpha_2 x_j + \alpha_3 y_j \\ \phi_k = \alpha_1 + \alpha_2 x_k + \alpha_3 y_k \end{cases} \quad (4.10)$$

建立方程组。根据具体的求解问题建立方程组，并将插值函数代入到所求的方程组中，成为一个新的方程组。

② 确定边界条件。如上所述的第二和第三类边界条件考虑进了加权余量的积分项中，而第一类边界条件没有经过处理，属于强加边界条件。

③ 求解代数方程。选择了边界条件以后，将有限元通过离散的手法，把偏微分方程转化为代数方程求解。如此一来就可以利用很多代数方程的求解手段来进行求解。例如：L-U 分解法、迭代法、消去法等等^[32]。

4.3 Ansoft 软件的有限元分析过程

电磁计算基础上的 Ansoft 软件，是一款专业的电磁分析软件。在电场、磁场的有限元分析方面有广泛应用。Ansoft 公司推出的 Maxwell 有限元分析工具在求解电子工程和电气工程的电磁场应用中的利用广泛。Ansoft 软件电磁场分析包括 Maxwell 2D 和 Maxwell 3D 分析，Maxwell 2D 和 Maxwell 3D 的分析包含着不同的分析模块^[33]。

(1) MAXWELL 2D 的模块分析

① 静电场求解器

静电场的求解器可以用于分析一些静态释放装置所产生的静电场，包括断路器、套管以及高压绝缘电荷（电荷密度）、永久计划材料和直流电压源。在静电场模型所涉及的材料类型包括理想导体或者绝缘体。

② 恒定电场求解器

常用于分析由直流电压产生的电场以及场中介质电流、储能以及导纳，常用于分析轨迹细微而厚度可忽略的模型。如电路板中绝缘基板上薄弱的电流分布和电阻分布。

③ 静磁场求解器

静磁场求解器可以分析的磁场一般是由恒定电流或者外部激磁和永磁体引起的，分析的对象可以是非磁性材料，包括铁氧体、硅钢等，也可以是各向异性材料。

④ 涡流求解器

一般用于由于涡流、邻近效应、集肤效应等影响的系统。涡流求解器适用的频率可以从零到几百兆赫兹。

⑤ 交变电场求解器

交变电场求解器与静电场求解器类似，都可以计算出求解对象的电导、电容，同时也可以计算出求解对象中绝缘介质的损耗。

⑥ 轴向磁场涡流求解器

常常用于分析涡流只在求解对象横截面方向流动而且磁场又与横截面方向垂直。例如此求解器可以用于求解硅钢片涡流损耗。

⑦ 瞬态求解器

此求解器可以用于求解电压或电流波形任意变化的激励源，如电动机、涡流断路器以及无摩擦轴承。通过瞬态求解器的计算可以精确预算性能。

⑧ 温度场求解器

此求解器可以用于分析热稳态问题，例如辐射、传导、以及二维交流磁场和温度场的单向耦合问题。

⑨ 参数分析器

在 Maxwell 2D 中，可以在参数分析器中设置多项可变量。包括分析对象位置、形状、材料属性、频率、激励源、边界条件等。

(2) MAXWELL 3D 模块分析

① 三维静电场模块

此模块可以用于求解由静态电荷分布产生的静电场。通过计算出电量的标量，可以仿真出静电场强度和磁通密度大小。

② 三维静磁场

三维静磁场模块可以分析的磁场一般是由恒定电流或者外部激磁和永磁体引起的，分析的对象可以是非磁性材料，包括铁氧体、硅钢等，也可以是各向异性材料。

③ 三维交流场

用于分析三维的涡流、邻近效应、趋肤效应等影响的系统。涡流求解器适用的频率可以从零到几百兆赫兹，应用的范围包括变压器、母线、电机、绕组等系统的评价。

④ 三维瞬态场

用于求解三维电压或电流波形任意变化的激励源，如电动机、涡流断路器以及无摩擦轴承。通过瞬态求解器的计算可以精确预算性能。同时瞬态求解器还可以求解各项运动参数的方程。

⑤ 三维温度场

⑥ 三维应力场

⑦ 优化

利用宏功能，在仿真过程中，对求解对象的位置、激励源、材料属性、边界条件和频率作为参数分析。

4.4 Ansoft 软件有限元仿真结果

本文利用 Ansoft 软件二维处理功能对变压器的磁芯及次级绕组进行了建模与仿真，对变压器磁芯与次级绕组横截面建立几何模型。按照有限元的求解过程，对于软件分析求解变压器分布电容的过程如图 4.1 所示：

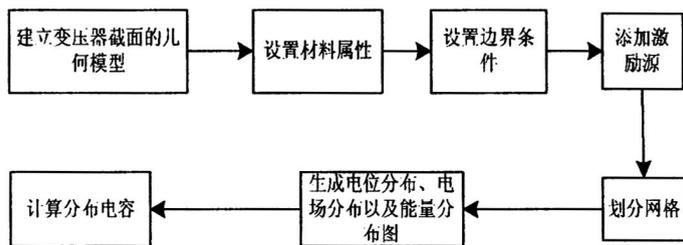


图 4.1 有限元分析流程图

Fig. 4.1 Flow chart of finite element

在 Maxwell 2D 中建立变压器的截面模型，变压器 UY30 型磁芯的直径为 30 mm，次级绕组共 2150 匝分 22 层绕制，导线直径为 0.2 mm。层与层之间的介质材料为电缆纸，厚度是 0.2 mm。变压器截面示意图如下所示：

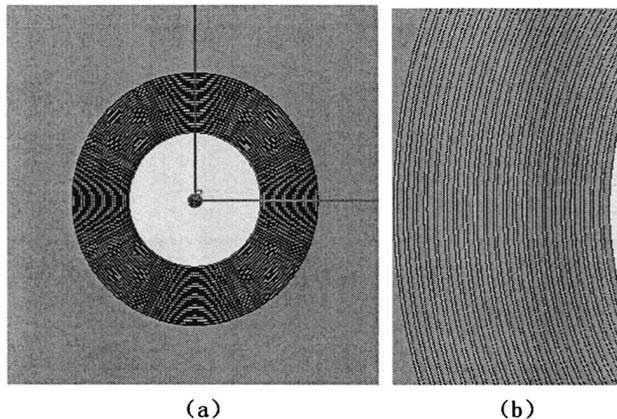


图 4.2 变压器截面模型的整体图和局部图

Fig. 4.2 Transformer's overall and local model of the cross section

变压器副边绕组及磁芯的整体图及局部图如上图所示，其中磁芯的材料是铁氧体，绕组之间的绝缘介质为电缆纸，介电常数为3。设置矩形边框为无穷远处，并定义其电压大小为零。由于磁芯在工作中电导率极低，因此磁芯也不导电，磁芯的电势定义为零。

下图是对变压器次级绕组及磁芯模型进行网格划分的示意图，其中每个小单元均为三角形，本文中模型划分了1000个小单元格。

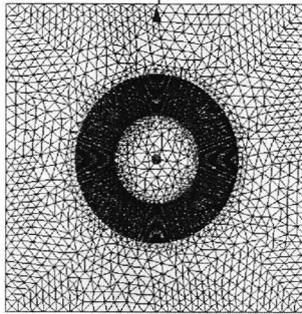


图 4.3 变压器模型单元格划分

Fig. 4.3 Cell division of the transformer model

根据静电场的理论，通过层间能量以及电场电势关系，可以计算出分布电容。其中，次级各个绕组之间及周围环境的电位分布如图所示：

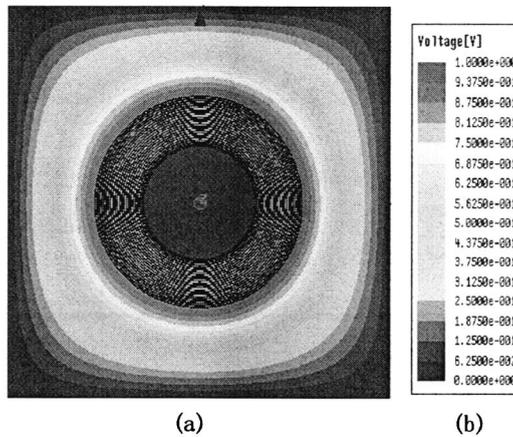


图 4.4 变压器电位分布整体图

Fig. 4.4 Overall voltage distribution of the transformer

图 4.4 (a) 是变压器电位分布的整体图, 而图 4.5 是变压器次级 22 层绕组之间的电位分布局部图。对变压器次级最外层的绕组设置 1V 的电压激励源, 边界及最内层绕组的电压均设置为 0 V。仿真后得到的电位分布大小按照颜色深浅区分, 其中各颜色电压大小对照表如图 4.4 (b) 所示。

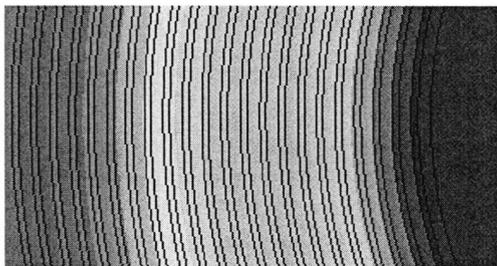


图 4.5 次级绕组之间的电位分布

Fig. 4.5 Voltage distribution of secondary winding

根据图中对照可以看出, 变压器次级最外层的绕组电压从外到内逐渐降低, 无穷远处和磁芯内部电势为零。

同时电场强度分布也可以得出, 如图 4.6 (a) 所示, 其中各颜色电场大小对照表如图 4.6 (b) 所示:

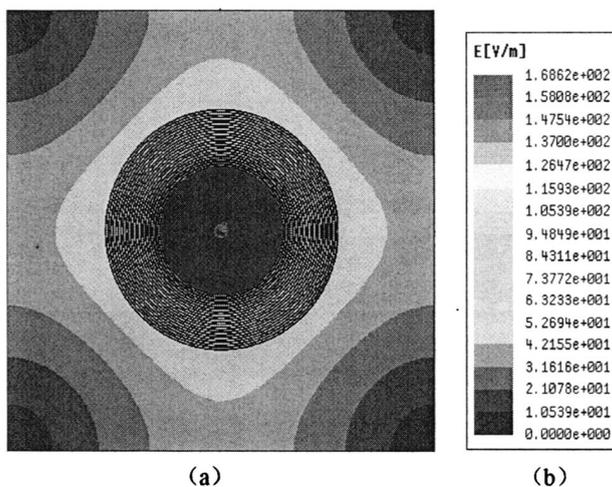


图 4.6 变压器的电场分布

Fig. 4.6 The electric field distribution of transformer

图中所示的电位分布是绕组外围的分布，变压器绕组内部的具体电场分布，如下所示：

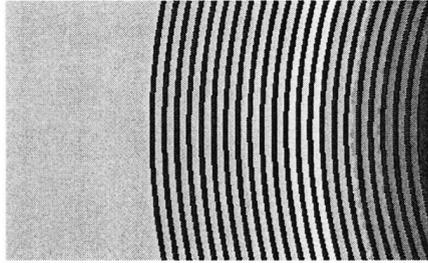


图 4.7 变压器绕组电场分布

Fig. 4.7 The electric field distribution of transformer winding

电场分布及按照颜色大小对照表如图 4.6 和图 4.7 所示，电场线在绕组内部分布密集，而远离变压器绕组出电场线稀疏，电场较小。每部分场强的大小可以对照电场大小对照表。

Ansoft 软件 Maxwell 2D 可以出分析处理对象的能量密度的分布，并且以云图的形式输出：

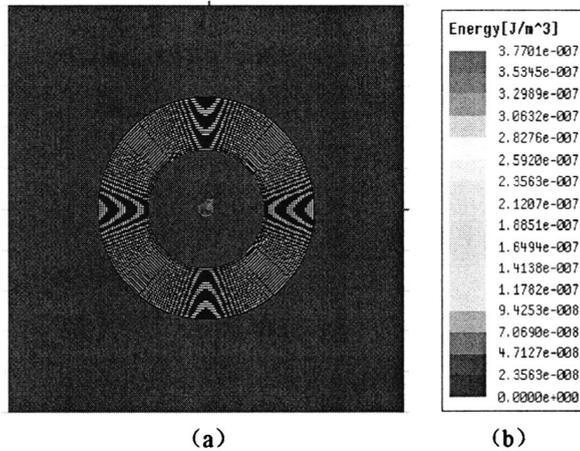


图 4.8 变压器能量分布图

Fig. 4.8 Energy distribution of transformer

如图可见, 变压器中在绕组外侧, 并没有能量的储存, 能量都集中在变压器绕组中, 绕组中的能量分布如图所示:

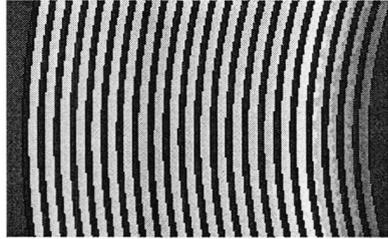


图 4.9 绕组中能量分布图

Fig. 4.9 Energy distribution of transformer winding

4.5 本章小结

本章通过利用 Ansoft 软件中 Maxwell 2D 工具, 对高频高压变压器进行有限元分析。建立变压器的 2D 模型, 对变压器最外层绕组施加 1V 激励源, 通过仿真分析得到了电位 V 、电场 E 以及能量密度的分布图。

5 高频高压变压器分布参数处理

对高频高压变压器分布参数的影响分析可知，高频高压变压器的分布参数在开关转换瞬间容易引起振荡过冲，这种振荡过冲会增大开关管的应力，严重时甚至引起开关管的毁坏，同时也是电路 EMI 的来源之一。为了消除变压器分布参数影响，可以通过优化变压器的设计以及绕制工艺，但是实际操作中往往会受到其他因素的限制，对高频高压分布参数的处理不够彻底，所以可以考虑在电路中增加对分布参数的处理环节。

5.1 高频变压器漏感的处理

5.1.1 RCD 电路降低漏感影响

反激式电路常用 RCD 钳位电路吸收漏感能量，即在变压器初级并联一个无源 RCD 电路，如图所示^[34]：

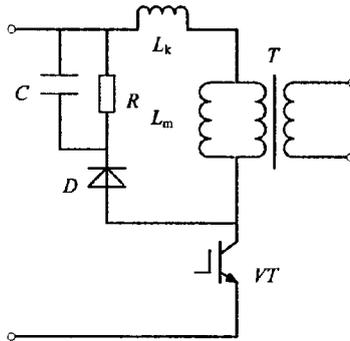


图 5.1 RCD 钳位电路

Fig. 5.1 RCD clamping circuit

其中， L_k 是变压器次级漏感与次级漏感等效到初级绕组漏感的和。励磁电感 L_m 与理想变压器并联。RCD 钳位电路和变压器初级并联。当开关管关断时，漏感 L_k 通过 L_m 、二极管 D 和电阻 R 放电，同时给电容 C 充电，因此电容 C 上的电压升高，导致二极管 D 截止，电容 C 通过电阻 R 放电。RCD 电路中 RC 乘积值是关键：（1）如果 C 值偏大大， C 上电压波形的上升时间过大，因此副边电压过冲小，变压器能量无法立刻传至副边。（2）若 RC 值太小，电容 C 上电压将会迅速降至副边反射电压，故在开关管开通前，钳位电阻成了负载，会消耗变压器能量，因此降低了效率。（3） RC 取得合适

时，开关管开通时，电容 C 上能量就已经释放到其电压与副边反射电压接近，此时钳位效果较好。其充放电过程如图 5.2 所示。

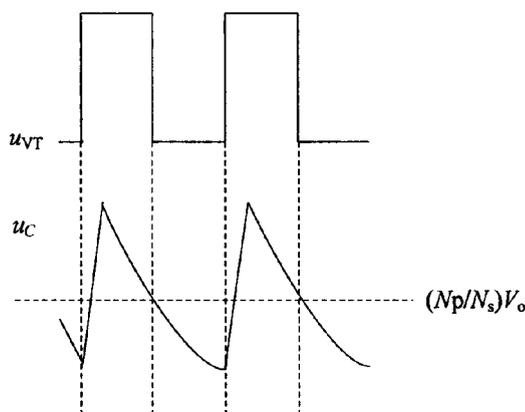


图 5.2 电容上的电压充放电过程

Fig. 5.2 Charging and discharging process of voltage on capacitance

5.1.2 通过优化变压器绕组结构减小漏感

在设计高频高压变压器时，通过优化变压器的绕制工艺增加绕组的耦合程度来减小漏感。可以采取以下措施：

(1) 减少初级绕组匝数。对于绕组来说，最好使初级绕组不多于两层，因为漏感大小与初级绕组匝数的平方成正比。减少绕组的匝数，可以有效的减小漏感。

(2) 增加磁芯之间高与宽之比。在设计变压器时选择高和宽之比较大的磁芯。例如不应该使用窗口长宽比例小的磁芯，也就是矮胖型。这类磁芯包括 RM、PQ、POT 型以及部分 E 型磁芯。而应该采用窗口长宽比例大的磁芯，就是常说的瘦高型磁芯。这类磁芯包括 EI、EE、EC、ETD、U 型等磁芯。

(3). 优化绕组排列。为减小漏感，初次级绕组可以采用交错的方法绕制。

除此之外，在低压变压器中可以通过减少各绕组之间的绝缘层厚度减小漏感，但是在高压变压器中，对绝缘的要求较高，不能轻易减少绝缘。不仅如此，在高压变压器中还要根据绝缘安规在骨架两端留出安全边距。

5.2 高频高压变压器分布电容的处理

5.2.1 谐振法降低分布电容影响

在串联谐振电路中，虽然分布电容并不吸收能量，但是却占用了充电时间，使负载电容得到能量减少，同时引起电压的畸变。为了减小分布电容对于负载电容充电能量的影响，就要避免其在负载吸收能量时同时吸收能量。因此可以考虑在吸收电容的电路中接入一个电感，从而在负载电容吸收能量的时候，可以由电感向分布电容提供能量。即强迫电路发生 LC 谐振，根据谐振的理论可知，当电感与分布电容发生串联谐振时电流为零，认为电路短路。当电感与电容并联发生并联谐振时，认为电路开路，此时电容已经不再吸收能量了，因此若想阻断分布电容吸收能量的通道须得在电路中并联一个电感 [37-39]。

通过变压器的 π 型等效电路的简化模型说明，模型图如图 5.3 所示。

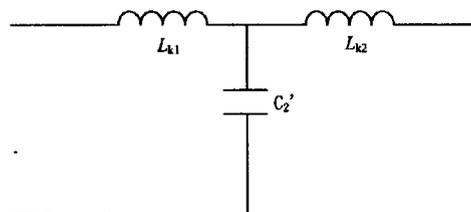


图 5.3 变压器简化模型

Fig. 5.3 Simplified model of transformer

在电路中加入谐振电感有两种方法，一种就是将电感加至变压器次级，此种方法将电感与分布电容直接并联，如果电感值设为 L_r ，则

$$f_r = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_2'}) \quad (5.1)$$

可得

$$L_r = 1 / C_2' (2\pi f)^2 \quad (5.2)$$

分布电容一般较小为纳法级，经计算串联的电感值比较大，甚至达到十几亨。因此这种串联电感的方法并不可取。所以实际应用中常常选择在初级串联电感，其模型如图 5.4 所示：

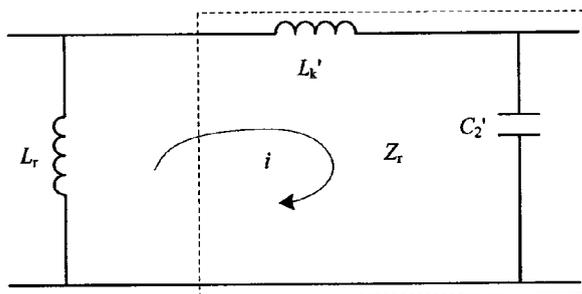


图 5.4 初级串电感等效电路

Fig. 5.4 Equivalent circuit with inductance series with primary winding

由图可以看出， i 为谐振回路的电流， Z_r 为谐振电路的等效阻抗，其大小为：

$$Z_r = j\omega L_k' + \frac{1}{j\omega C_2'} = \frac{1}{j\omega C_d} \quad (5.3)$$

所以，解得 $C_d = C_2' / (1 - \omega^2 L_k' C_2')$ ，将 $f_r = 1 / (2\pi \sqrt{L_r C_d})$ 代入到得到加入谐振电感的值为：

$$L_r = \frac{1 - \omega^2 L_k' C_2'}{C_2' (2\pi f_r)^2} \quad (5.4)$$

将变压器的等效模型加入到高频高压串联谐振逆变电源中，在变压器初级并联一个外加电感 L_r ，验证谐振法对降低分布电容影响的效果。如图 5.5 所示，其中 L_p 为初级绕组漏感与串联谐振电感之和， L_s 为次级绕组漏感， C_1 为串联谐振电容、 C_2 为变压器分布电容、 C_3 为负载电容^[40]。

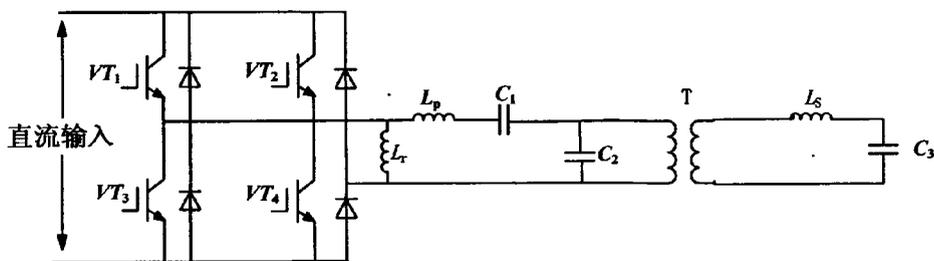


图 5.5 高频高压逆变电源电路

Fig. 5.5 High-frequency high-voltage inverter circuit

利用 Psim 软件进行仿真，对比加入谐振后电感前后逆变电源负载上电压与电流的波形情况。仿真时将变压器次级分布电容等效到初级。图 5.6 (a) 是加入谐振电感前逆

变器输出的电压与电流波形，图 5.6 (b) 是加入谐振电感后逆变电源输出电压与电流的波形。

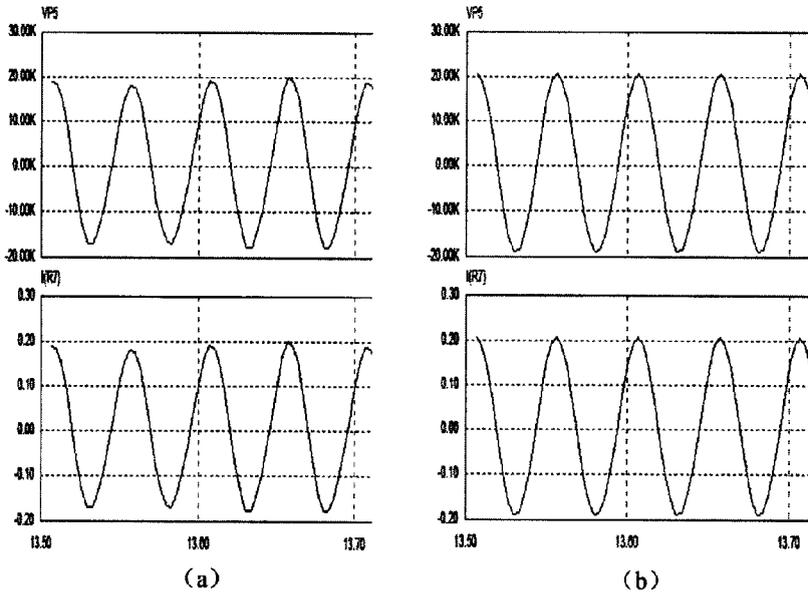


图 5.6 电源仿真波形对比

Fig. 5.6 Comparison of power supply simulation waveform

仿真参数：一次侧的漏感为 $0.14 \mu\text{H}$ ，谐振电容为 $325 \mu\text{F}$ ，次级分布电容为 125.48 nF ，滤波电容大小为 $0.56 \mu\text{F}$ 。根据计算外加电感值为 $13.2 \mu\text{H}$ 。

如图所示 5.6 (a) 所示，无外加电感时，由于受到分布电容影响逆变电源输出波形的电压电流幅值没有达到预期值：输出电压的幅值大小不足 20 kV ，电流幅值不足 0.2 A 。如图 5.6 (b) 所示，加入外加电感后，电压幅值幅达到 20 kV ，电流幅值达到 0.2 A ，满足要求。

5.2.2 通过优化绕组结构上减小分布电容

一般来讲，减小分布电容的绕制方法都可以减小导线间的绝缘应力。同时绕组绕制方法不同时，相邻绕组之间的电压大小不同。从分布上来看，U 型绕组分布电压最大，累进绕法的绕组之间的分布电压最小。因为分布电容表征的就是绕组之间电场的分布的大小，因此绕组间电压越大，表示分布电容也越大。因此想要改变绕组间分布参数，就

要改善绕组的绕制方式，若想减小绕组之间分布电容的影响，常用的绕制方式有 Z 型绕法和分段绕法。

5.3 本章小结

本章分别分析了高频高压变压器分布参数的处理方法，对于电感可以通过增加绕组之间的耦合，如果是在电路中，可以在电路中加入 RCD 吸收电路减少变压器漏感带来的影响。对于分布电容，本文介绍一种通过谐振降低分布电容影响的方法，并利用软件仿真进行了验证。

6 实验结果与分析

6.1 变压器分布参数测量结果

二端口网络法测量分布参数实验中，利用 GFG-8219A 函数发生器产生正弦激励，通过放大电路依次加入到变压器的两个端口，利用 TDS5052 数字示波器测量高频高压变压器开路 and 短路端口电压与电流有效值，根据二端口理论计算得到分布参数的数值。同时通过有限元分析中所得到的仿真结果计算次级绕组分布电容值。

6.1.1 有限元分析计算结果

根据静电场的理论存在

$$W = \frac{1}{2} \iiint D \cdot E dv = \frac{1}{2} CU^2 \quad (6.1)$$

由于变压器次级绕组有 22 层，所以对仿真结果取 22 个离散点，分别计算离散点处的能量密度，并计算各离散点处的能量，得到整个次级绕组储存的能量，进而计算得到次级绕组分布电容大小。

表 6.1 绕组间能量表
Tab. 6.1 Energy between the winding

数量	1	2	3	4	5	6	7	8	9
数值 (10^{-9} J)	2.35	2.26	2.18	2.10	2.03	1.96	1.90	1.84	1.79
数量	10	11	12	13	14	15	16	17	18
数值 (10^{-9} J)	1.73	1.69	1.64	1.60	1.55	1.51	1.48	1.44	1.41
数量	19	20	21	22					
数值 (10^{-9} J)	1.37	1.34	1.31	1.29					

将 22 层的能量作和，得到的次级绕组的能量为 37.63×10^{-9} J，分布电容大小为 75.25nF。

6.1.2 实验法测量结果

利用低高频法计算分布参数的大小。针对不同绕组结构下频率为 3 kHz 和 255 kHz 时的开路和短路实验数据进行处理和分析。

(1) U型绕组结构变压器测量数据及处理

表 6.2 二次侧开路实验数据

Tab. 6.2 Experimental data of open secondary winding

频率 (kHz)	U_{1os} (V)	I_{1os} (mA)	U_{2os} (V)	Φ (度)
3	1.32	68.06	93.30	60.02
255	1.89	15.90	1.55	72.20

表 6.3 二次侧短路实验数据

Tab. 6.3 Experimental data of short secondary winding

频率 (kHz)	U_{1ss} (V)	I_{1ss} (mA)	I_{2ss} (mA)	Φ (度)
3	0.13	218.13	12.60	77.04
255	1.95	40.60	70.22	67.50

表 6.4 一次侧开路实验数据

Tab. 6.4 Experimental data of open primary winding

频率 (kHz)	U_{1op} (mV)	I_{2op} (mA)	U_{2op} (V)	Φ (度)
3	18.42	21.61	1.88	21.18
255	16.53	49.06	1.88	17.12

表 6.5 一次侧短路实验数据

Tab. 6.5 Experimental data of short primary winding

频率 (kHz)	U_{2sp} (V)	I_{1sp} (mA)	I_{2sp} (V)	Φ (度)
3	6.65	49.81	4.08	60.14
255	6.65	30.62	61.18	72.06

在 $f=3\text{kHz}$ 时计算漏感:

$$L_m = U_{2os} / 2\pi f k I_{1os} = 0.75 \text{ mH}$$

$$L_{k1} = \frac{\sqrt{(U_{1os} / I_{1os})^2 - (P_{1os} / I_{1os}^2)^2}}{2\pi f} - L_m = 0.14 \text{ mH}$$

$$L'_{k2} = \frac{k^2 \sqrt{(V_{2op} / I_{2op})^2 - (P_{2op} / I_{2op}^2)^2}}{2\pi f} - L_m = 15.93 \text{ H}$$

L'_{k2} 是二次等效道一次侧的等效漏感, 因此 $L_{k2} = \frac{L'_{k2}}{k^2} = 1.69 \text{ mH}$

在 $f=255\text{ kHz}$ 时利用短路实验计算分布电容值，将式中各项中的已知条件代入前面推导的矩阵 A、B 中各值可得：

A 矩阵的值：

$$\begin{aligned} A_{11} &= 0.065 - 0.023 \times 10^9 C_{ps} - 0.148 \times 10^9 C_p + j \times 1.424 \times 10^3 \\ A_{12} &= 78.13 \times 10^9 C_{ps} - 4.19 \times 10^{11} C_s + j \times 1.2 \times 10^3 \\ A_{21} &= 0.023 \times 10^9 C_{ps} - 0.125 \times 10^9 C_p + j \times 1.2 \times 10^3 \\ A_{22} &= -8.89 \times 10^{15} (C_{ps} + C_s) + j \times 25.49 \times 10^6 \end{aligned}$$

B 矩阵的值：

$$\begin{aligned} B_{11} &= 1 - (0.358 \times 10^9 C_{ps} + 2.28 \times 10^9 C_p) \\ B_{12} &= 0.358 \times 10^9 C_{ps} - 1.92 \times 10^9 C_s \\ B_{21} &= 40.78 \times 10^{12} C_{ps} - 1.92 \times 10^9 C_p \\ B_{22} &= 1 - 40.78 \times 10^{12} (C_{ps} + C_s) \end{aligned}$$

将实验测量的频率为 255 kHz 时的短路值以及矩阵 A、B 中的各数量值代入到以下端口公式中联立解出分布电容各值。

$$\begin{aligned} I_{1ss} &= \frac{B_{21}A_{12} - B_{11}A_{22}}{A_{21}A_{12} - A_{11}A_{22}} V_{1ss} & I_{2ss} &= \frac{B_{22}V_{1ss} - A_{11}I_{1ss}}{A_{12}} \\ I_{2sp} &= \frac{A_{11}B_{22} - A_{21}B_{12}}{A_{22}A_{11} - A_{21}A_{21}} V_{2sp} & I_{1sp} &= \frac{B_{12}V_{2sp} - A_{12}I_{2sp}}{A_{11}} \end{aligned}$$

经计算得到： $C_p=2.98\text{ nF}$ 、 $C_s=125.48\text{ nF}$ 、 $C_{ps}=0.40\text{ nF}$ 。

(2) 分段绕组结构变压器测量数据及处理

表 6.6 二次侧开路实验数据

Tab. 6.6 Experimental data of open secondary winding

频率 (kHz)	U_{ios} (V)	I_{ios} (mA)	U_{2os} (V)	Φ (度)
3	0.33	170.12	18.14	63.55
255	4.88	106.36	3.66	67.52

表 6.7 二次侧短路实验数据

Tab. 6.7 Experimental data of short secondary winding

频率 (kHz)	U_{ss} (V)	I_{1ss} (mA)	I_{2ss} (mA)	Φ (度)
3	0.19	196.25	3.32	63.52
255	5.89	116.48	125.16	57.68

表 6.8 一次侧开路实验数据

Tab. 6.8 Experimental data of open primary winding

频率 (kHz)	U_{op} (mV)	I_{2op} (mA)	U_{op} (V)	Φ (度)
3	53.91	2.84	7.41	148.26
255	108.24	32.08	7.28	9.08

表 6.9 一次侧短路实验数据

Tab. 6.9 Experimental data of short primary winding

频率 (kHz)	U_{sp} (V)	I_{1sp} (mA)	I_{2sp} (A)	Φ (度)
3	7.43	51.31	4.14	166.28
255	7.31	119.12	48.42	9.04

同理,将同样的变压器次级绕组采用分段方法绕制。次级分五段绕制,每段 430 匝,共 2150 匝,初级电阻 R_p 为 0.065Ω ,次级绕组电阻 R_s 为 194.3Ω 。其中各项分布参数的计算方法与 U 型绕法的计算过程相同,此处将不再赘述。计算之后分段绕制变压器与 U 型绕制变压器各项分布参数大小如下表 6.10 所示:

表 6.10 不同绕制方法变压器分布参数

Tab. 6.10 Stray parameters of different winding structures

参数	U 型绕法	分段绕法
L_{k1} (mH)	0.14	0.10
L_{k2} (mH)	1.69	4.15
L_m (mH)	0.75	5.65
C_p (nF)	2.98	2.36
C_s (nF)	125.48	28.47
C_{ps} (nF)	0.40	0.07

通过有限元仿真计算的分布电容大小为 72.25 nF ,而利用二端口网络法测量的变压器分布电容大小为 125.48 nF ,由于有限元仿真中忽略了匝间电容,因此分布电容值比

实验测量的结果要小，结果合理，在误差允许范围之内，验证有限元仿真计算分布电容的合理性。

对比不同绕组结构变压器分布参数测量结果：分段绕制变压器次级绕组的分布电容值约为 U 型绕制变压器次级分布电容的 1/5，与理论分析计算的结果相符，验证了分段绕制能够有效降低分布电容的大小。

6.2 测量结果分析

高频高压变压器分布电容的存在对原边电流产生影响，但是通过改善变压器绕组结构可以使影响降低。在频率可调的高压逆变电源中分别应用两种绕组结构的变压器，验证不同绕组结构变压器对原边电流的影响。利用 TDS5052 数字示波器在 $f=22\text{ kHz}$ 时测得输出电压波形，测量时采用的高压探头衰减比为 2000:1，如图 6.1 所示每格电压值为 5 V/div，逆变电源输出电压幅值为 20 kV。

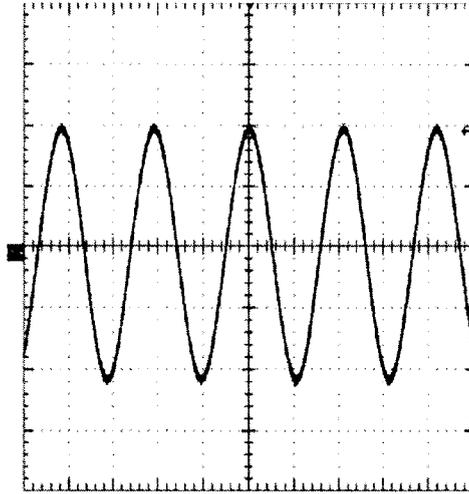


图 6.1 高频高压逆变电源输出电压波形

Fig. 6.1 Voltage waveform of high frequency high voltage inverter

利用电流探头，分别测得两种不同绕组结构变压器在频率 $f=22\text{ kHz}$ 和 $f=38.5\text{ kHz}$ 时原边电流波形。其中每格电流值为 5 A/div。

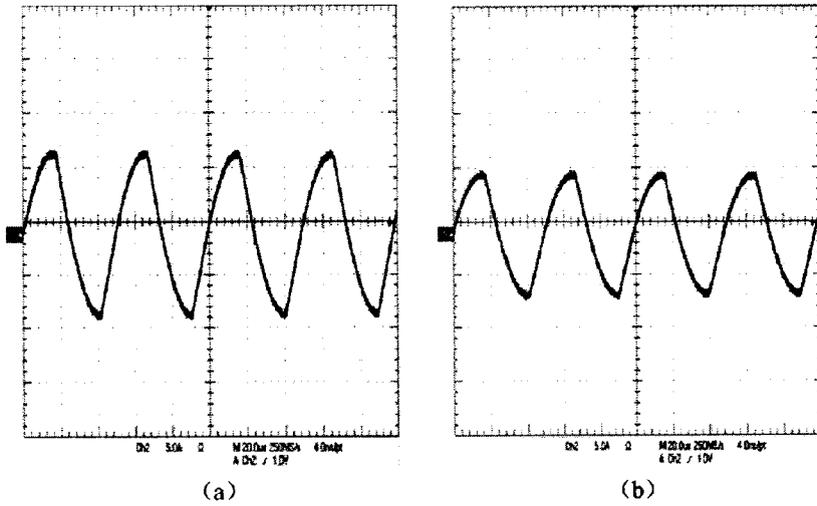


图 6.2 $f=22\text{ kHz}$ 两种绕制结构变压器原边电流波形

Fig. 6.2 Waveform of primary winding current in different winding type transformers ($f=22\text{ kHz}$)

6.2 (a) 是 U 型绕制结构变压器原边电流波形，最大值 8 A；6.2 (b) 是分段绕组结构变压器原边电流波形，最大值 5.5 A。

频率 $f=38.5\text{ kHz}$ 时两种绕组结构变压器初级电流波形：

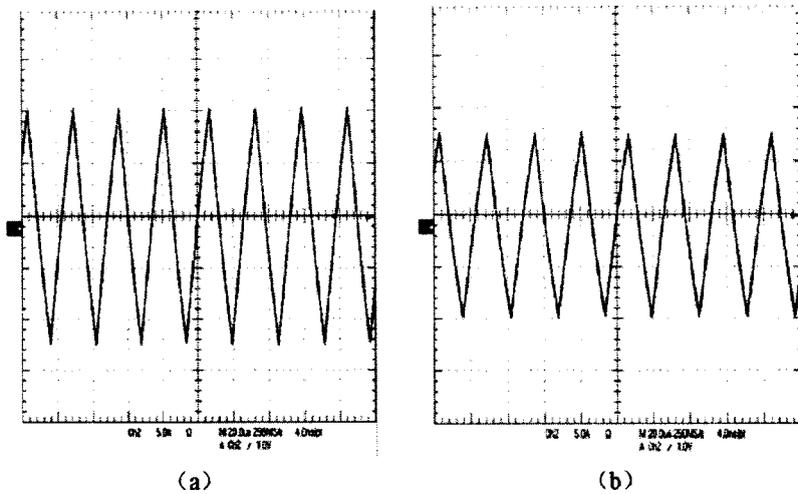


图 6.3 $f=38.5\text{ kHz}$ 两种绕制结构变压器原边电流波形

Fig. 6.3 Waveform of primary winding current in different winding type transformers ($f=38.5\text{ kHz}$)

其中，6.3 (a) 是 U 型绕制结构变压器初级绕组电流波形，最大值 11 A；6.3 (b) 是分段绕制结构变压器初级绕组电流波形，最大值 8.9 A。

高频高压变压器在同一频率下，当绕组采用分段绕制时原边电流相比 U 型绕制时小，说明通过分段绕制有效地减小了分布电容的大小；当频率由 22 kHz 增加到 38.5 kHz 时，对比同一绕组结构变压器原边电流有所增大，说明随着频率的提高，高频高压变压器的分布电容的影响愈来愈明显。

6.3 本章小结

本章首先通过二端口网络法对 U 型绕制与分段绕制两种绕组结构变压器的分布参数进行了测量和分析，通过测量相同实验条件下两种变压器的原边电流，验证了分段绕制能够有效减小分布参数的影响。并通过有限元分析计算的分布电容与实验测量值之间的对比，验证了有限元分析方法的合理性。

结 论

本文针对不同绕组结构变压器分布参数的影响、计算以及测量进行了研究，为合理设计高频高压变压器绕组结构提供了参考。

(1) 根据变压器的工作原理，从不同角度分析了变压器分布参数的等效模型，包括：含六集总电容等效模型、 π 型等效模型、含磁芯影响的等效模型，通过对比分析得到 π 型等效模型适合用于作为分布参数影响分析和测量的依据。

(2) 设计了高频高压变压器参数并选择了绕制工艺，根据静电场的理论计算不同绕组结构下变压器分布电容的数值，得到分段绕组结构分布电容最小，Z型绕组结构次之，但二者均比U型绕组结构变压器分布电容小。

(3) 具体分析了变压器分布参数对电路输出功率、EMI以及原边电流的影响。通过测量相同实验条件下U型绕组结构和分段绕组结构变压器原边电流得到，当频率为22 kHz时U型绕组结构原边电流最大值8 A，分段绕组结构变压器原边电流最大值5.5A，说明分段绕制有效降低了分布电容影响。当频率提高到38.5 kHz时，两种绕组结构变压器原边电流有所提高，验证了高频化能够增大分布参数的影响。

(4) 根据有限元理论对变压器分布电容进行分析。通过Ansoft软件中的Maxwell 2D工具对高频高压变压器次级绕组与磁芯进行了建模与仿真，得到了高频高压器次级绕组在分布电容影响下的电位、电场以及能量密度的分布图，根据静电场的理论计算分布电容值为72.25 nF。

(5) 通过二端口网络实验分别测量了U型绕组结构与分段绕组结构在不同频率下电路开路 and 短路参数，利用高低频法处理测量数据，得到两种绕组结构漏感和分布电容的数值，其中U型绕组结构变压器次级绕组分布电容值125.48 nF漏感值1.69 mH，而分段绕制变压器次级分布电容值为28.47 nF漏感值为4.15 mH，对比得到分段绕组结构变压器分布电容大小明显降低。

本文通过二端口网络法，实现了分布参数的测量，并给出了一种利用有限元仿真计算分布电容的方法，与实验测量结果相比，在误差允许范围之内，验证了有限元分析的可行性。

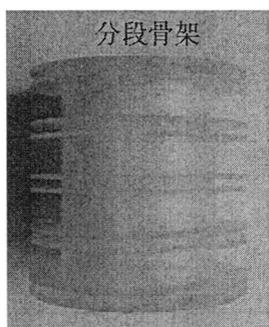
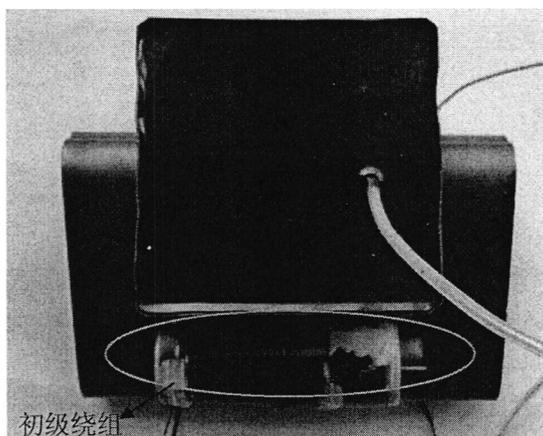
参 考 文 献

- [1] 赵争菡. 开关电源中高频变压器分布电容的分析与计算[D]. 天津:河北工业大学, 2006.
- [2] 贺文. 国内外变压器行业发展现状[N]. 中国机电日报, 2002.
- [3] 吴琼. 室内空气净化器高压电源的研制[D]. 大连: 大连理工大学硕士学位论文, 2011.
- [4] 王友旭. 介质阻挡放电用高频高压电源的研制[D]. 大连:大连理工大学, 2010.
- [5] 蓝国添, 薛兴. 60kV 高频高压变压器分布参数的研究[J]. 电源技术, 2011, 35(11):1412-1414.
- [6] 李佑维, 肖登明, 王延安, 等. 高频变压器分布参数对逆变电源性能的影响[J]. 电力电子技术, 2008, 42(9):37-38.
- [7] 董纪清, 陈为, 卢增艺. 开关电源高频变压器电容效应建模与分析[J]. 电机工程学报, 2007, 27(31):121-126.
- [8] R. Prieto, R. Asensi, J. A. Cobos, et al. Model of the capacitance effects in magnetic components[J]. IEEE, 1995:678-683.
- [9] R. Asensi, J. A. Cobos, O. Garcia, et al. A full procedure to high frequency transformer windings[J]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1994: 856-863.
- [10] Jian. G. Zhu, S. Y. R. Hui, V. S. Ramsden. A Generalized Dynamic Circuit Model of Magnetic Cores for Low and High Frequency Applications-Part I:Theoretical Caculation of the Equivalent Core Loss Resistance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2): 246-250.
- [11] S. Y. R. Hui, Jian. G. Zhu, V. S. Ramsden. A Generalized Dynamic Circuit Model of Magnetic Cores for Low and High Frequency Applications-Part II: Circuit Model Formulation and Implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2):251-259.
- [12] 齐玮, 钟和清, 林磊, 等. 分布电容对高频高压变压器性能的影响及其控制措施[J], 通信电源技术, 2008, 25(3):6-8.
- [13] 费圣清, 周玉慧. 分布电容对变压器内参数影响不可忽略性分析[J], 陕西理工学院学报, 2008, 24(4):30-34.
- [14] 刘秉安. 漏感与分布电容对单激式变压器输出波形影响[J]. 研究与开发, 2012, 31(4):53-56.
- [15] 赵志英, 秦海鸥, 龚春英. 变压器分布电容对高频高压反激变换器的影响及其抑制措施[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(4):67-75.
- [16] 李佑淮, 肖登明, 王延安, 等. 高频变压器分布参数对逆变电源性能的影响[J]. 电力电子技术, 2008, 42(9):37-44.

- [17] 李智华, 罗恒廉, 许尉滇. 高频变压器绕组交流电阻和漏感的一维模型[J]. 电工电能新技术, 2005, 24(2):55-59.
- [18] 邱振国, 丁国清, 杨富花. EPC 高频变压器分布参数及其影响的分析[J]. 微计算机信息, 2007, 23(7):244-246.
- [19] 赵志英, 秦海鸥, 龚春英. 高频变压器分布电容的影响因素分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9):55-60.
- [20] Jerzy Dora, Jan Pyzik. TWTA power supply unit Microwaves, Radar and Wireless Communications[C]. 14th International Conference on Volume, 2002:693-696.
- [21] 刘燕, 王京梅, 兰中文. 高频开关电源功率变压器的漏感[J]. 磁性材料及器件, 2006, 37(5):54-60.
- [22] 王瑞华. 脉冲变压器设计[M]. 北京:北京科学出版社, 1996.
- [23] 段桂媛. 固体开关式脉冲电源的研制[D]. 大连:大连理工大学硕士学位论文, 2011.
- [24] Hiroto Terashi, Tamotsu Ninomiya. Analysis of Leakage Inductance Effect on characteristics of Flyback Converter without Right Half Plane Zero[C]. The 25th International Telecommunications Energy Conference, 2003:463-469.
- [25] 凌跃胜, 赵争菡, 李奇男, 等. 高频变压器动态电容的数值计算[J], 华北电力大学学报, 2005, 32:87-90.
- [26] Blache F, Keradec J Cogitore B. Stray Capacitances of Two Winding Transformers: Equivalent Circuit, Measurements, Calculation and Lwong[C]. Conference Record of the 1994 IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1994:1211-1217.
- [27] 张朋朋, 高国强, 向欣, 等. 高频变压器分布参数测量[J]. 高频变压器, 2009, 12(2):27-29.
- [28] Hai Yan Lu, Jian Guo Zhu, S. Y. Ron Hui. Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5):1105-1112.
- [29] Jian. G. Zhu, S. Y. R. Hui, V. S. Ramsden. Comparison of Experimental Techniques for Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000:1645-1650.
- [30] Hai Yan Lu, Jian Guo Zhu, V. S. Ramsden. Measurement and Modeling of Stray Capacitances in High Frequency Transformers[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1999:763-768.
- [31] R. Prieto, J.A. Cobos, O. Garcia, et al. Optimizing The Winding Strategy of The Transformer in a Flyback Converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1996: 1456-1462.
- [32] 王泽忠, 金玉生, 卢斌先, 等. 工程电磁场[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
- [33] 刘国强, 赵凌志, 蒋继娅. Ansoft 工程电磁场有限元分析[M]. 北京:电子工业出版社, 2005.
- [34] 姜德来, 张晓峰, 吕征宇. 一种有效的反激钳位电路设计方法[J]. 电源技术应用, 2005, 8(8):13-16.

- [35] 沙占友, 葛家怡, 武瑞红. 单片开关电源高频变压器的设计要点[J]. 电源技术应用, 2003, 6(6):266-268.
- [36] 许陵. 开关电源变压器的设计与制作[J]. 漳州师范学院学报(自然科学版), 2009, 6:53-58.
- [37] 向欣, 张政权, 张朋朋, 等. 谐振法消除高频变压器分布电容影响的研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(7):63-65.
- [38] 曾光, 金舜, 史明. 高频高压变压器分布电容的分析与处理[J]. 电力电子技术, 2002, 36(6):54-56.
- [39] 吴建强, 吴辉, 郭兴宽. 吸收法抑制高频高压变压器分布电容的研究[J]. 电力电子技术, 2002, 36(6):43-45.
- [40] 扶瑞云, 杨荫福, 张玉成. 基于 UC3875 控制的高频谐振逆变电路[J]. 通信电源技术, 2006, 23(2):4-6.

附录 实物图



攻读硕士学位期间发表学术论文情况

- 1 宋晓婷, 戚栋. 高频变压器分布电容影响分析与测量, 大连理工大学研究生院网络学刊, 2013 年。主办单位: 大连理工大学研究生院。(本硕士学位论文第二、三章)

致 谢

本文是在我的导师戚栋副教授的指导下完成的，戚老师治学严谨的态度让我敬佩，特别值得我学习。在本文完成的过程中，我因经验不足有时会有一些困惑，戚老师都会不厌其烦的为我解答和指正，使我的课题进展更加顺畅。戚老师不仅在学术上给予了我深刻的教育，也在做人做事方面给予我启示。虽然即将毕业，但是戚老师对我的影响会使我终生受益。在此对戚老师表示深深的感谢。

除此之外，在本文的完成过程中，还得到了我的两位师弟刘嘉瑞和朱鑫淼的无私帮助，特别是刘嘉瑞同学在我的论文撰写过程中提出了许多建设性的见解，在此表示感谢。同时还要感谢同实验室的诸多同学们，无论在学习还是生活，他们都给予了我无尽帮助。两年的学习生涯也因为有了他们的陪伴，使我不觉得孤单。

最后我要感谢我的家人在我读研期间，对于我的理解和支持，他们亲切的关怀让我倍感温暖，也给了我很大的动力，督促我不断前行。

真诚感谢所有帮助过我的家人、朋友、同学，谢谢你们！

大连理工大学学位论文版权使用授权书

本人完全了解学校有关学位论文知识产权的规定，在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于大连理工大学，允许论文被查阅和借阅。学校有权保留论文并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，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。

学位论文题目：高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计

作者签名：宋晓婷 日期：2013年6月6日

导师签名：傅 东 日期：2013年6月6日

高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计

作者：[宋晓婷](#)
学位授予单位：[大连理工大学](#)

引用本文格式：[宋晓婷](#) [高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计](#)[学位论文]硕士 2013