

高频高压变压器分布电容的分析与处理

曾光¹, 金舜¹, 史明²

(1. 西安理工大学, 西安 710048; 2. 西安电信分公司, 西安 710003)

摘要: 在分析高频变压器分布参数机理的基础上, 以高压直流 LCC 谐振变换器为例, 阐述了高频高压变压器分布电容给电路带来的不利影响, 提出了一种补偿方法, 并进行了仿真和实验。介绍了高频高压变压器分布电容的测试方法, 推导了补偿电感的计算公式, 综合使用了两种针对分布电容的处理方法。实验证明该方法是正确的。

关键词: 高频; 变压器/分布电容; LCC 谐振

中图分类号: TM433 文献标识码: A 文章编号: 1000-100X(2002)06-0054-04

Analysis and Disposal of Distributed Capacitance in High-frequency and High-voltage Transformer

ZENG Guang¹, JIN Shun¹, SHI Ming²

(1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China; 2. Xi'an Telecom, Xi'an 710003, China)

Abstract: On the basis of analyzing the mechanism of distributed parameters in high frequency transformer, and with an instance of LCC resonant converter, the disadvantages of distributed capacitance in high-frequency and high-voltage transformer are described. The compensation method, the waveforms of both simulation and experiment, and the method of measuring distributed capacitance are given. Formula for calculation compensation inductance is derived. Two methods are used in solving the trouble. Experimental results verify the correctness of the theory.

Keywords: high frequency; transformer; distributed capacitance; LCC resonant

1 前言

随着开关电源频率的不断增长, 在满足了减小开关电源体积要求的同时, 也带来了一系列新的问题。例如分布参数在高频情况下对电路的影响不能再被忽略。在开关型电源电路中, 高频变压器是电气隔离、传输能量、电压变换的重要元件。在高频情况下, 许多应用于工频的变压器设计方法不再适用, 解决好高频变压器的分布参数问题非常重要。

2 高频变压器分布参数模型及对分布参数问题的一般解决办法

文献[1]指出: 变压器的分布参数主要是漏感和分布电容。分布电容主要是匝间电容和层间电容。建立了一个绕组的分布参数模型(图1), 再经过叠加折算得到整个变压器的分布参数模型。

根据图1a经计算可得绕组的等效并联电容 $C' = C_i / (N - 1)$ ($N > 1$)。等效电容 C' 一般是皮法数量级, 在工频时可忽略, 但在高频时其对变压器的影响不容忽视。该分布电容由变压器结构、材料、体积、绕制工艺等因素决定, 目前不可能完全消除。

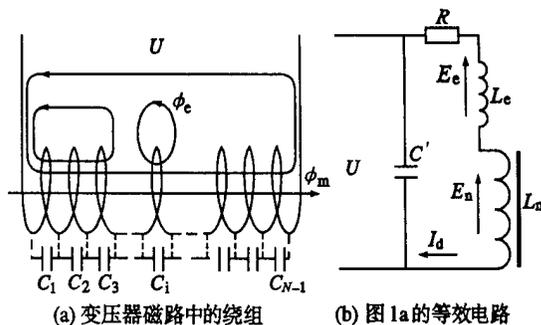


图1 绕组的分布参数模型

对待该电容的处理主要有两种方法, 一是利用, 二是补偿。如果系统需要在变压器端口并联一个电容, 正好可以利用分布电容作为该并联电容, 不仅解决了分布电容带来的危害, 还减少了元器件的数量。这是最为积极有效的办法。反之, 若在变压器端口并联电容会给系统带来危害, 则必须减弱其影响。主要是通过工艺上的改进和在变压器外部对其进行补偿。下面通过工程中实例——高压直流 LCC 谐振变换器, 详细阐述两种方法的应用。

3 LCC 主电路原理介绍

该电源输入工频 220V 电源, 输出直流电压 0~10000V, 输出最大功率 500W。

主电路由两级变换电路组成, 前级为 Buck 降压电路, 用以稳压; 后级为 LCC 谐振电路, 为开关器件提供零电压开通条件。变压器次级采用高压硅堆整

收稿日期: 2002-06-13

定稿日期: 2002-08-08

作者简介: 曾光(1957-), 男, 江西人, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

流, 输出为 10kV。

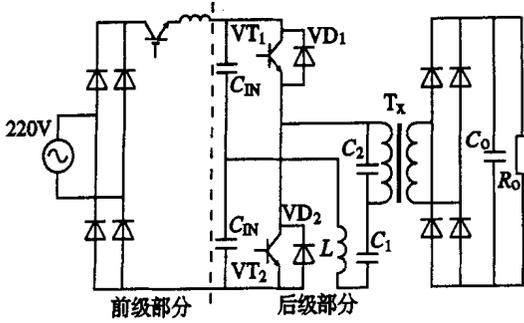


图2 主电路结构

通过对 LCC 谐振电路的详细分析, 由电路工作于主模式的状态轨迹图, 推导出其稳态时的解析表达式, 根据此解析表达式画出 LCC 谐振电路的负载曲线。最后, 根据此曲线设计了实验参数: $L_r = 230\mu\text{H}$, $C_1 = 0.4\mu\text{F}$, $C_2 = 0.2\mu\text{F}$ 。

设计电路稳态时, 工作于如下状态: 开关频率 $f_s = 20\text{kHz}$, $T = 50\mu\text{s}$, 输出功率 $P_o = 500\text{W}$, 输出电压 $V_o = 10\text{kV}$ 。高压变压器变比为 $1:100$, 则变压器初级的电压为 100V , $I_o = 5\text{A}$ 。

4 实验波形及结果分析

实验中, 负载为 200k 电阻, 输出负载电压为 10kV 。图 3a 中, 通道 1 为开关管上的电压波形 $V_{CE} = 2V_s$, 约为 160V , 通道 2 为谐振电感电流波形, 峰值约为 20A 。图 3b 为谐振电容 C_2 上的电压波形。图 3c 为输出负载部分电压, 等于总电压的 $1/20$ 。实测效率约为 90% , 这主要由于 Buck 调压电路开关损耗较大。

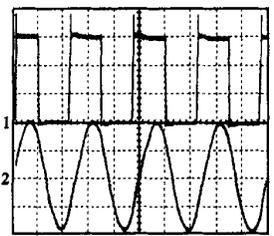


图3(a) 开关管电压与谐振电感电流波形

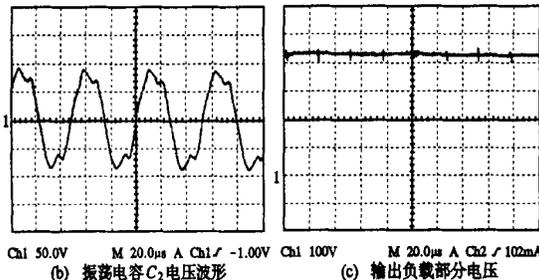
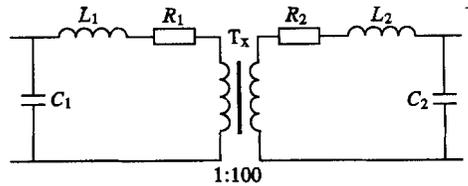


图3 实验波形

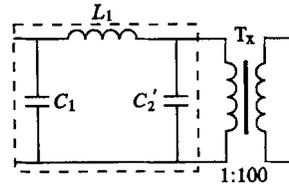
实验波形与理论分析基本一致, 输出电压可达到一万伏, 系统亦能按设定工作。但持续工作一段时间后谐振电感 L 发热严重, 主谐振电流开始不稳定, 噪声加大, 系统不能正常工作。鉴于故障总是发生在半小时左右, 初步断定故障由 L 发热引起。由图 3a 知, 流过 L 的主谐振电流峰值为 20A , 比设计值 10A 大了一倍。输出一万伏直流电压在 200k 电阻负载上消耗 500W 功率没有问题, 变压器次级高压滤波整流模块亦无发热现象。测量变压器初级输入电流峰值约为 19A , 远超过设计值。说明问题出在变压器上。对该 $1:100$ 变压器进行空载试验, 输入 20kHz 交流, 发现空载电流极大, 且电流超前电压 90° , 似乎该变压器带了一个电容负载。

5 分布电容的测量及仿真验证

考虑到前述的高频变压器绕组分布参数模型, 建立图 4 所示的高频变压器模型。



(a) 高频变压器模型



(b) 高频变压器简化模型

图4 高频变压器分布参数模型及简化

图中 L_1, L_2 ——初级和次级的漏电感
 C_1 ——初级绕组等效分布电容
 C_2 ——次级绕组等效分布电容
 R_1, R_2 ——初级和次级绕组的电阻
 T_x ——没有分布参数的理想铁氧体铁心变压器

考虑到次级电流很小, R_2, L_2 可忽略不计, 而初级只有几匝, R_1 亦忽略不计。再将 C_2 折算到初级后得到图 4a 的简化模型(图 4b)。考虑到次级匝数是初级匝数的 100 倍, 且绕制工艺一样, 可以得到 $C_1 \approx 100 C_2$ 。将 C_2 折算至初级后, 有:

$$C_2' = 100^2 C_2 = 100 C_1$$

将图 4b 虚线框内的 π 型双端口网络等值为 T 型双端口网络(图 5a)。又由于 T_x 励磁电抗很大, 励磁电流忽略不计, 空载时图 5a 可等效为图 5b。

图 5b 中串联阻抗 $Z = \frac{1 - \omega^2 L_1 C_2'}{j\omega C_2'}$, 因为

$\omega^2 L_1 C_2' \ll 1$, 所以 $Z \approx \frac{1}{j\omega C_2'}$ 。给图 5b 端口加上 20kHz 正弦激励, 测量输入电压和电流, 可算出: $C_2' \approx 1\mu\text{F}$, $C_2 \approx 100\text{pF}$ 。

将此分布电容并联到变压器次级端口, 用 Pspice 仿真软件进行仿真。其结果(图 6a)与不考虑分布电容的仿真结果(图 6b)进行比较可以看出: 主谐振电流分别为峰值 20A 和 10A 左右, 分别与实验和理论值相符合。说明上述分布模型以及分布电容的计算是比较准确的。

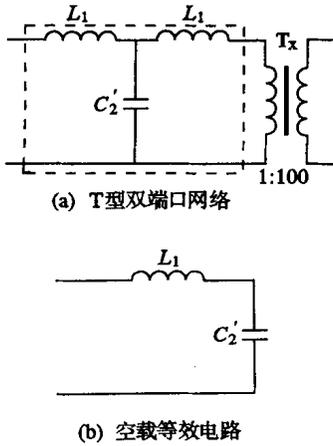


图 5 分布参数模型的等效简化

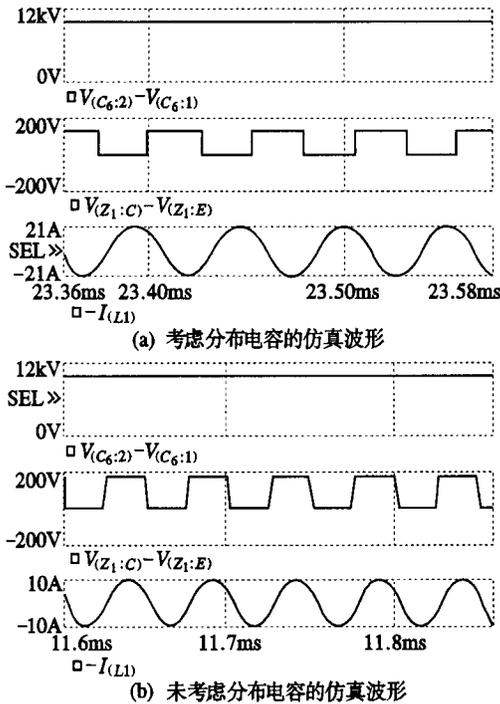


图 6 仿真波形: 依次为输出电压、开关管压降、主谐振电流

6 分布电容解决方案

解决该分布电容对系统的不利影响, 可从两方面着手: ①利用; ②补偿。考虑到主电路正好需要与该主变压器初级端口并联一个 $0.2\mu\text{F}$ 的电容, 而

由以上分析可知, 分布电容折合到初级, 相当于在初级并联了一个 $1\mu\text{F}$ 左右的电容, 因此可去掉原电路中 $0.2\mu\text{F}$ 的电容, 用 $1\mu\text{F}$ 的分布电容代替。然而 $1\mu\text{F}$ 电容比期望的 $0.2\mu\text{F}$ 大得多, 因此需要进一步采取措施减小分布电容。这可以从两方面来着手: ①改进变压器的绕制工艺; ②用外部并联电感进行补偿。在多次改进工艺效果不明显的情况下, 采用第二种方法。下面详细介绍补偿法。

在图 5a 虚线框左端并联电感 L^* , 得到图 7a。

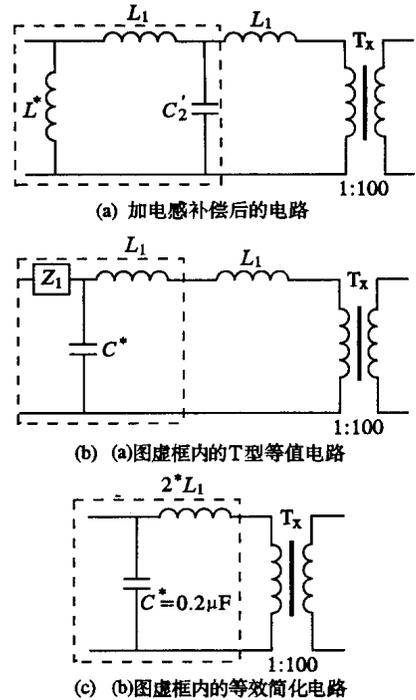


图 7 电感补偿电路的分析简化

图 7a 虚线框内的 π 型双端口网络可以等效为图 7b 虚线框内的 T 型双端口网络。其中:

$$Z_1 \approx \frac{jL_1 L^* C_2' \omega^3}{L^* C_2' \omega^2 - 1} \quad (1)$$

$C^* \approx \frac{1}{j(L^* C_2' \omega^2 - 1)}$ 。现令 $C^* = 0.2\mu\text{F}$, 得 $L^* = 0.08\text{mH}$, 再将 L^* 代入式(1), 并考虑到 L_1 和 C_2' 数量级都是 10^{-6} , Z_1 相当于是一个相当大的电容, 对于 20kHz 来说 Z_1 相当于短路。因此, 可得到图 7c 的简化等效电路。从图 7c 可以明显的看出, 经过 L^* 补偿以后, 原来的变压器相当于漏感加大了一倍, 并在初级并联了一个 $0.2\mu\text{F}$ 的电容, 正好符合主谐振电路的参数要求。

7 实验验证

图 8 示出实验波形。实验中实际并联电感为 0.06mH , 与分析值差 0.02mH , 这主要是由测量和对模型的简化造成的误差, 但数据基本正确, 仍有很

好的指导意义。

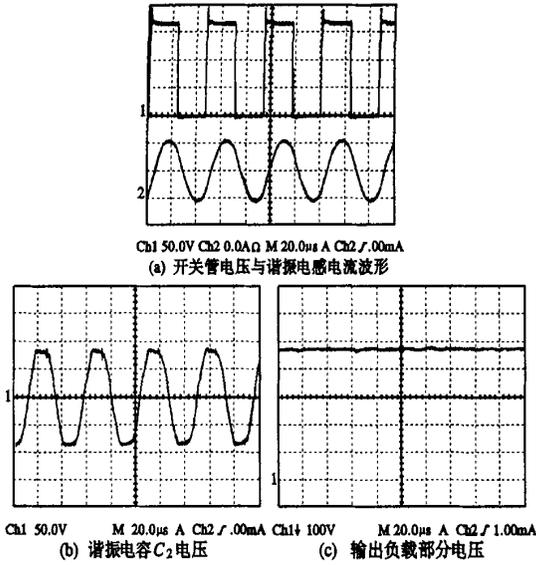


图8 用电感补偿分布电容后的实验波形

从以上波形可以看出主谐振电流减小到 10A 左右。主谐振电感几乎不再发热, 电路能够持续稳定工作。

8 结论

高频高压变压器分布电容不容忽视。通过利用和补偿两种方法的综合运用能够较好地解决这个问题。利用及解决好分布参数问题对设计及制作高频高压变压器有重要的理论及实用价值。

参考文献:

- [1] 邵学飞, 李威强. 浅析高频变压器分布参数的变化趋势 [J]. 电力电子技术, 1995, 29(1): 44~46.
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源原理与设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [3] 蔡宣三, 等. 高频功率电子学 [M]. 北京: 科学出版社, 1993.

(上接第 15 页)

波形。由高频变压器次级输出的电压和电流波形可看出, 此时变换器输出的视在功率达 2kVA 以上。

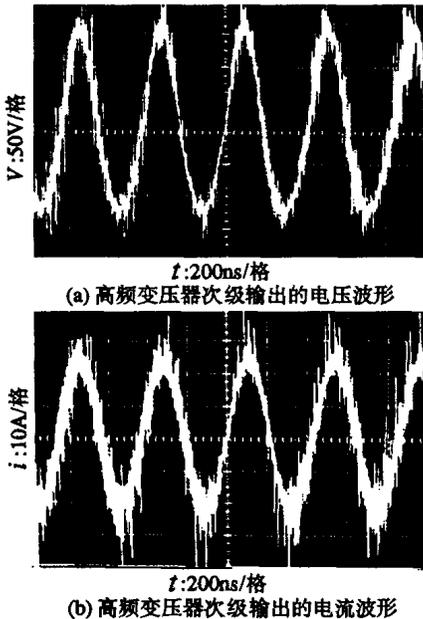


图9 变换器工作在 2MHz/1kW 时高频变压器次级输出的电压和电流波形

5 结论

通过超高频感应加热电源的实验测试证明, 文

中提出的 E 类双管 DC/AC 谐振式变换器对提高变换器的输出功率, 减小驱动电路的频率具有明显的效果。用所提出的 E 类双管高频谐振式逆变器设计的超高频感应加热电源, 当直流输入功率为 1kW 时, 对 4mm 宽 0.18mm 厚的钢带进行焊接试验, 其效果达到了工艺要求。

在实际应用中, 由于被加热工件的材料和截面的变化, 会影响感应器的等效电感量, 但由于感应器线圈匝数比较少, 因此工件的变化对电感量影响很小, 对谐振频率影响也很小。通过对 4mm 宽 0.18mm 厚的不锈钢带、4mm 宽 0.5mm 厚的碳钢带、直径为 2mm 的钢丝等被加热材料进行试验, 谐振频率几乎没有变化。

参考文献:

- [1] (英) 约翰 戴维斯, 彼得 辛普森. 感应加热手册 [M]. 张淑芳, 等译, [M]. 北京: 国防工业出版社, 1985.
- [2] 沈 晨, 吴兆麟, 等. 20kW/300kHz 高频感应加热电源 [J]. 电力电子技术, 1996, 30(2): 10~13.
- [3] 沈锦飞, 惠 晶, 吴 雷. E 类高频谐振式 DC/AC 变换器 [J]. 电力电子技术, 2002, 36(1): 4~6.
- [4] 王英剑, 等. 新型开关电源实用技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.