

谐振法消除高频变压器分布电容影响的研究

向 欣, 张政权, 张朋朋, 刘庆想
(西南交通大学, 四川 成都 610031)

摘要:在串联谐振恒流充电电源(Constant Current Power Supply,简称 CCPS)中,高频变压器的分布电容会对充电电源的恒流特性产生影响。通过理论分析验证实施了一种仅加入谐振电感即可消除高频变压器分布电容对充电电源恒流特性的影响且又简单易行的方法。给出了谐振法消除高频变压器分布电容影响的理论模型,在此基础上进行了理论分析和仿真研究。实验结果表明,谐振法可以消除高频变压器分布电容对充电电源恒流特性的影响,改善充电波形,方法简单易行。

关键词:高频变压器; 串联; 谐振 / 恒流充电电源; 分布电容

中图分类号:TM433 文献标识码:A 文章编号:1000-100X(2009)07-0063-03

Research on Eliminating the Influence of Parasitical Capacity in High Frequency Transformer using Resonant Method

XIANG Xin, ZHANG Zheng-quan, ZHANG Peng-peng, LIU Qing-xiang
(Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract:In series resonant constant current power supply (CCPS), parasitical capacity in high frequency transformer will influence the constant-current characteristic of CCPS. This paper presents a method which could easily eliminate the influence of parasitical capacity in high frequency transformer only with a resonant inductance and gives the theory model for eliminating parasitical capacity in high frequency transformer, and makes some analysis by simulation. Experiment indicates that resonant method could eliminate the influence of parasitical capacity in high frequency transformer, and it is easy to put into practice.

Keywords:high frequency transformer; series connection; resonant / constant current power supply; parasitic capacitance

1 引言

在串联谐振充电电源中,高频变压器存在的分布电容会在很大程度上影响充电过程的进行,使得到的充电波形与设计结果相异^[1]。为了减小分布电容,应该在设计高频变压器时就考虑其影响,优化高频变压器的设计。但由于工艺及绕制方法方面的原因^[2],制作出来的高频变压器性能与要求相差较大,其分布电容不容易限定在要求范围之内^[3]。为了克服高频变压器分布电容对充电过程的影响,且又不对变压器的设计与制作有太高的要求,可以考虑采用其他方法。文献[4]给出了一种减小串联谐振恒流充电电源(CCPS)分布电容影响的办法,但该方法较为复杂;文献[5]提出采用补偿方法来克服分布电容影响,但用该方法计算得到的结果与仿真结果存在较大的误差,需要加以修正。

通过分析分布电容参与谐振充电的过程,提出采用谐振法来消除高频变压器分布电容对充电过程的影响,以及消除变压器漏感对校正电路的影响的方法。对所提出的方法进行了仿真和实验。

2 设计方法

在串联谐振充电电源中的高频变压器分布电容较大的情况下,若要对负载电容充电,必须先使高频变压器分布电容电压反转并充电至与负载电容电压一致。虽然分布电容不消耗能量,但会占用充电时间,使原本对负载电容充电的能量被分布电容吸收,从而使负载电容得到的能量减少,流过的电流减小,引起其电压波形的弯曲。由此可知,要克服分布电容的影响,就要尽量避免能量被分布电容吸收,或是利用其他元件将能量提供给分布电容,使其不再吸收提供给负载电容的能量。对此最简便方法就是使用电感。根据电路理论,当正弦激励源加至 LC 电路时,只要激励源频率与 LC 电路相同,就能实现串联谐振或并联谐振:LC 并联时发生并联谐振,LC 电路近似开路;LC 串联时发生串联谐振,LC 电路近似短路。由此可知:要减小分布电容吸收的能量,可用一个电感与之并联,使其近似开路,这样它就不再吸收提供给负载电容的能量。

照此思路,可有谐振网络加至变压器次级及加至变压器初级两种谐振结构。这两种结构均通过与图 1a 所示的高频变压器等效模型配合而形成。在图 1a 中, R_1, R_2, C_1 可忽略,原因是等效电阻主要由变压器的线圈损耗和磁芯损耗构成,由于高频变压器的效率一般都在 90% 以上,所以 R_1, R_2 值很小;又

定稿日期:2009-01-23

作者简介:向 欣(1983-),男,硕士研究生,研究方向为大功率充电电源。

因初级分布电容值与等效次级分布电容值相比很小,故亦可忽略。如果将高频变压器的初、次漏感归结在一起,可得到图 1b 所示的高频变压器简化模型。由此便可得出谐振法消除分布电容影响的简化模型。

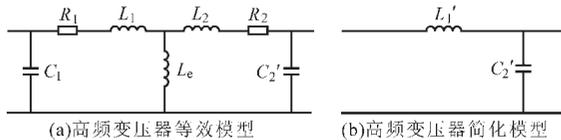


图 1 高频变压器的等效模型和简化模型

2.1 谐振电感加至变压器次级

图 2 示出谐振电感加至变压器次级的简化模型。

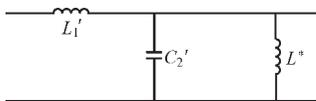


图 2 谐振电感加至变压器次级的简化模型

由于谐振电感 L^* 直接加在分布电容外侧,所以根据并联谐振频率公式 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L^*C_2'})$ 可以得到:

$$L^* = \frac{1}{C_2'(2\pi f_r)^2} \quad (1)$$

但该方法有其不合理之处: ①由于变压器次级分布电容很小,一般为皮法级,这样计算出来的并联电感值很大,一般可达享级;②并联电感上承受的电压为负载电压,兼顾体积的耐压设计较为困难。

由于该方法有这两个缺点,实际中不值得采用。

2.2 谐振网络加至变压器初级

在图 3 所示方法中,谐振网络分析较为复杂。在变压器初级并联一个电感,其与分布电容间还隔着变压器的漏感。

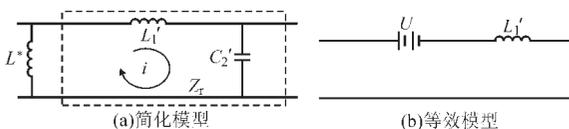


图 3 谐振网络加至变压器初级的简化模型和等效电路

若按照双口网络的等效求解谐振过程,则求解过程太麻烦。并联谐振时,分布电容吸收的能量等于谐振网络提供的能量。图 3a 示出了谐振电流的回路。可见此时分布电容与谐振网络的能量与其他部分无关,所以图 3a 所示的双口网络可直接等效为图 3b 所示电路。图 3 中等效电压源的数值与分布电容及 L^* 中流过的能量有关,可计算得出其值。

由于负载电容上要流过电流,因此须对变压器分布电容进行充电,使其电压与负载电容电压相一致。此时没有对负载电容充电的过程,由图 3a 所示回路可得等效阻抗:

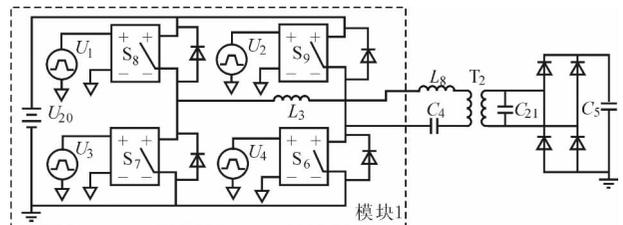
$$Z_r = j\omega L_1^* + \frac{1}{j\omega C_2'} = \frac{1}{j\omega C_d} \quad (2)$$

解式 (1) 可得 $C_d = C_2'/(1 - \omega^2 L_1^* C_2')$, 再将 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L^* C_d})$ 代入可得:

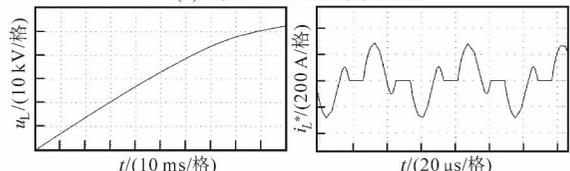
$$L^* = \frac{1 - \omega^2 L_1^* C_2'}{C_2'(2\pi f_r)^2} \quad (3)$$

3 仿真实验

为了清楚地反映出谐振法的优点,给出了两组仿真实验电路和仿真波形。图 4a 示出高频变压器存在较大分布电容且无校正电路的仿真电路,仿真电路中的器件参数为:开关频率 18 kHz,谐振电感 3.52 μH ,谐振电容 3 μF ,分布电容 50 pF,变压器匝比 1:110,变压器漏感 3 μH ,负载电容 0.3 μF 。由图 4a 仿真电路得仿真波形如图 4b,c 所示。



(a) 无校正电路时的仿真电路

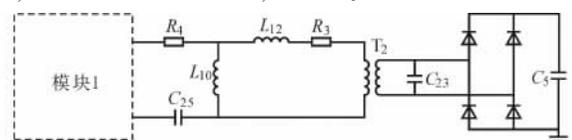


(b) 无校正电路时的负载电容电压 (c) 无校正电路时的谐振电感电流

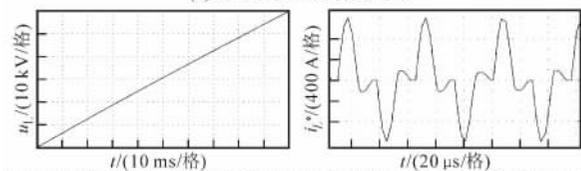
图 4 无校正电路的仿真电路和仿真波形

由图可见,高频变压器存在较大分布电容且无校正电路时,负载电容电压 u_L 波形在充电末期变弯曲了,谐振电感电流 i_L^* 波形负半周期在充电末期也大大减小,充电电源失去恒流特性。此时充电电源单次充电时间为 8.84 ms,负载功率为 42.42 kJ/s。

图 5a 高频变压器存在较大分布电容且加入谐振电路的仿真电路,仿真电路中的器件参数除谐振电感为 29.6 μH ,其余上面实验相同。由仿真电路,得仿真波形如图 5b,c 所示。



(a) 加入谐振后的仿真电路



(b) 加入谐振电路后的负载电容电压 (c) 加入谐振电路后的谐振电感电流

图 5 加入谐振电路的仿真电路和仿真波形

由图可见,高频变压器存在较大分布电容且加入谐振电路后的 u_L 波形没有弯曲, i_L^* 波形的负半周期改变很小,充电电源大致保持了恒流特性。除此之外,由于未改变谐振参数, u_L 达到 50 kV 时,变压器初级峰值电流与理想串联谐振时相一致。这种情况下的单次充电时间为 8.3 ms,负载功率为 45.18 kJ/s。

4 实验验证

用图 4a,5a 电路得到实验波形如图 6 所示^[6]。

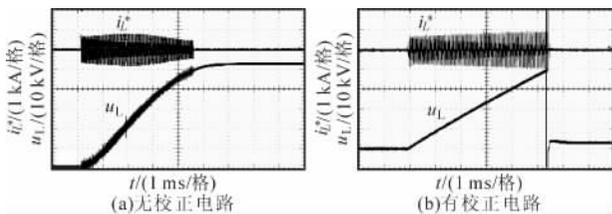


图 6 实验波形

5 分析

由上述仿真和实验可知,采用谐振法消除变压器分布电容对充电波形影响的方法是可行的,但由于等效电压源的存在,必须加大充电电流才能抵消其影响。此时,通过改变谐振参数可增大充电电流。由于分布电容的影响,负载电容电压在限定时间内可能达不到要求值。此时限定时间 t 处的负载电容电压值 U_{L2} 与无分布电容影响时 t 处的负载电容电压值 U_{L1} 间的差值 $U_e=U_{L1}-U_{L2}$ 即可视为等效电压源。该等效电压源会减小充电电流,所以必须微调谐振参数才能增大充电电流。可列方程:

$$\frac{U_{in}}{\sqrt{L_r C_r}} = \frac{U_{in}-U_e}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

根据式(4),加入谐振电感且对谐振电路参数进行微调后,可以得到与无分布电容时仿真结果相同的负载电容电压波形,并且保证了充电电源仍然工作在 ZCS 状态。但是,若要求不改变原充电电源的设计参数,就不能改变原谐振参数,这样,在限时

间内所得到的负载电容电压值相对于无变压器分布电容的充电情况要小,但是从充电电源谐振参数计算公式 $C_r=nC_1\Delta U_L/(4U_s f t)$ 或 $L_r=U_s t/(n\pi^2 C_1 \Delta U_L f)$ 可得出限定时间内的负载电压值 $\Delta U_L=4U_s C_r f t/(nC_1)$ 或 $\Delta U_L=U_s t/(n\pi^2 C_1 L_r f)$ 。将充电电源单次工作时间 t 代入即可求得负载电容电压值。若该值大于额定电压,则无需改变谐振参数即可满足负载电容电压达到额定值的要求,反之则需要改变谐振参数才能实现。

参与文献

- [1] 赵志英,秦海鸿,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):67-70.
- [2] J Biernacki, D Czarkowski. High Frequency Transformer Modeling[A]. ISCAS 2001[C]. Sydney, Australia, 2001:676-679.
- [3] M J Prieto, A Fernandez, J M Diaz, et al. Influence of Transformer Parasitic in Low-power Applications[A]. IEEE APEC'99[C]. Dallas, TX, USA, 1999:1175-1180.
- [4] 钟和清,徐至新,邹云屏,等.寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J].中国电机工程学报,2005,25(10):40-45.
- [5] 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.
- [6] 张政权,高国强,刘庆想,等.42 kJ/s 数字式高频高压恒流充电电源的研制[A].第十一届高功率粒子束学术交流会[C].中国丽江,2008:1100-1104.

(上接第 27 页)

统的硬件和软件,然后处于等待状态。中断子程序采用定时器下溢中断,进行 A/D 采样、坐标变换,计算位置角,执行矢量控制算法,实现控制。

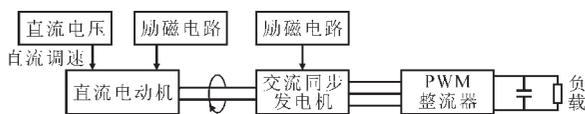


图 4 主电路结构框图

实验系统中,由于交流电机的额定功率较小,直轴交轴同步电感很大,图 5 示出实验波形。仿照小功率电机系统,转速 $n=600 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$, $L_d=180 \text{ mH}$, $L_q=70 \text{ mH}$, $\Psi_r=0.8 \text{ Wb}$,极对数 $p=2$,负载 $R_L=75 \Omega$ 。

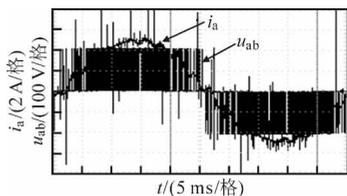


图 5 同步发电机定子线电压和电流波形

由图可见,脉冲电压为定子线电压,其幅值即为直流侧电压的大小,控制的电流峰值约为 5 A。定子侧的线电压超前定子电流 6° 左右,即定子电流超前定子相电压 24° ,与电机转子电势同相,达到了 $i_d=0$,

内功率因数为 1 的控制目标。

5 结论

建立了交流同步发电机在不同坐标系下的数学模型,研究了交流同步发电机的控制方法,完成了交流同步发电机无位置传感器矢量控制系统的仿真研究,搭建了同步电机的实验平台,并基于 DSP TMS320F2812 进行了小功率的实验编程调试。仿真和实验结果表明,所采用的基于定子磁链观测器的无位置传感器技术和矢量控制策略是确实可行的。

参考文献

- [1] 董亚娟,景占荣,景志林,等.基于高频电压信号注入凸极 PMSM 无传感器控制[J].电力电子技术,2006,40(5):27-28.
- [2] B K Bose. Modern Power Electronics and AC Drives[M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [3] 张兴华.基于 DSP 和 IPM 的感应电机直接矢量控制系统[J].电力电子技术,2003,37(5):44-46.
- [4] 郑黎明,肖礼飞.无速度传感器永磁同步电机直接转矩控制系统[J].电力电子技术,2005,39(3):68-70.
- [5] M Chinchilla, S Arnaltes, J C Burgos. Control of Permanent-magnet Generators applied to Variable-speed Wind-energy Systems connected to the Grid[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2006, 21(1):130-135.