

林思聪 陈 为

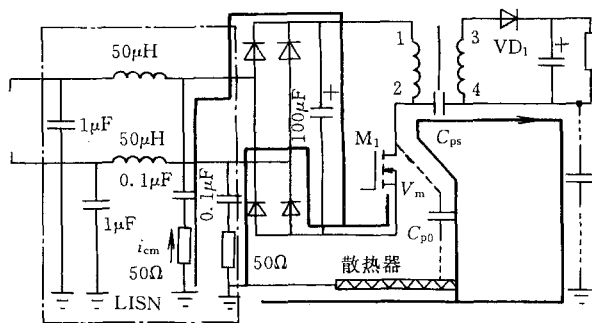
(福州大学电气工程及自动化学院 350002)

关键词 开关电源 共模传导噪声 变压器分布电容

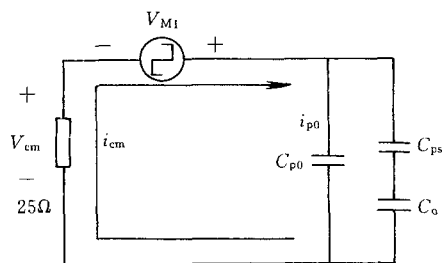
进行了实验验证。

2 考虑二次侧干扰源作用的共模传导发射模型

反激式开关电源及共模传导发射测量原理图如图1a所示。虚线框内是实验中用来测量传导发射



(a) 原理图



(b) 等效模型

电容 C_{p0} —变压器一次绕组、功率管漏极与大地间的耦合电容

C_0 —负载端对大地的耦合电容

C_{ps} —变压器一次绕组连到电位变化点（即开关管的 D 极）那

一端对二次绕组的耦合电容 V_{m1} ——一次侧开关管 M_1 的电压

图 1 只考虑一次侧干扰源的共模传导发射模型

大小的采用 CISPR 标准规定参数的 LISN 电路。文献[1]用一个电容 C_{ps} 表示变压器的耦合电容,

本文以反激式开关电源为研究对象,分析其EMI干扰源及其共模传导发射传播机理,进一步建立了比较完整的共模传导发射模型,并进行了实验验证。该模型考虑了一次侧开关管和二次侧整流二极管的干扰源效应及其关系,细化了变压器一次绕组与二次绕组的耦合电容。在此基础上,进一步分析变压器绕组屏蔽对分布电容参数及模型的影响,并提出了一种降低共模传导噪声的简单方法,

福建省自然科学基金 (A0210011) 资助项目

对干扰源仅考虑一次侧开关管 M_1 的作用, 因此得出共模传导发射等效模型如图 1b 所示 (输入和输出电容在高频下认为短路, 忽略引线的高频效应)。

对图 1a 的进一步分析, 不难看出, 开关电源二次侧的高频整流二极管也是一个干扰源, 尤其是当输出电压比较高时。而仅仅引入一个 C_{ps} 无法表达该二次侧干扰源的影响, 因此我们引入另一个变压器耦合电容 C_{sp} , 来表达二次侧干扰源的作用通道。 C_{sp} 表示变压器二次侧绕组连到电位变化点 (即二极管的正极) 那一端对一次绕组的耦合电容, 如图 2a 所示。

对于一次绕组与二次绕组间没有加屏蔽的变压器, C_{ps} 很大 (高达几百皮法), 远远大于 C_o , 因此 C_{ps} 可忽略。由此得到其共模传导发射模型如图 2b 所示。

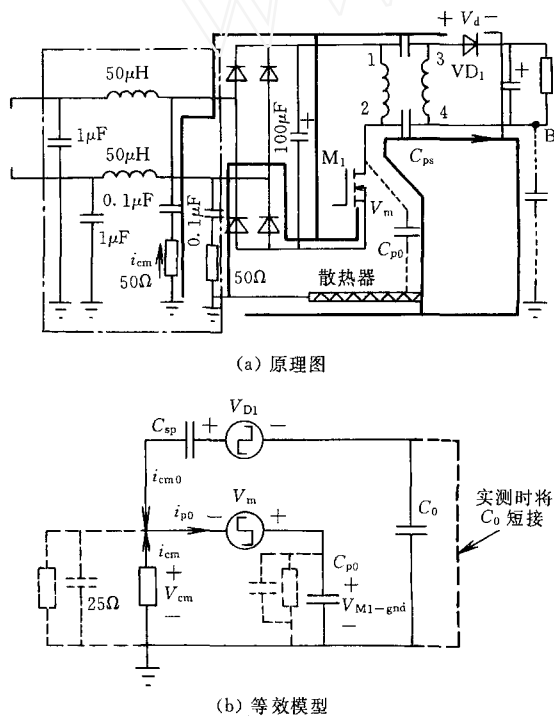


图 2 考虑二次侧干扰源的共模传导发射模型

对图 2b 模型的波形极性分析不难知道, 一次侧干扰源与二次侧干扰源的作用极性是相反的, 流过 LISN 阻抗的共模传导噪声总电流为

$$i_{cm} = i_{p0} - i_{cm0} = C_{r0} \frac{dV_{M1-gnd}}{dt} - (C_o // C_{sp}) \frac{dV_{D1}}{dt} \quad (1)$$

在实际电路参数中, 虽然 V_{M1-gnd} 大于 V_{D1} 较多, 但如果能使得 $C_{p0} \frac{dV_{M1-gnd}}{dt} = (C_o // C_{sp}) \frac{dV_{D1}}{dt}$, 则

能有效地减小共模噪声电流 i_{cm} 或噪声电平 V_{cm} 。

为验证上述模型和分析的正确性, 对一台反激式单路输出开关电源进行实验测量。电源设计参数为:

输入交流: 50Hz, 85 ~ 220V

输出直流: 15V, 4A

开关频率: 50kHz

由图 2b 模型及公式 (1) 可知, 通过调整 C_{p0} 、 C_o 和 C_{sp} 的大小可以使共模噪声电压 V_{cm} 达到最小。因 C_{p0} 大小不易调整, 为了直观地说明两个干扰源的作用及其极性的正确性, 实验时, 将图 2a 中的 B 点, 即输出电源负极连接大地, 使 C_o 阻抗等于零; 并在 C_{sp} 两端 (即变压器的 1、3 两端) 通过并联外加电容, 以调整 C_{sp} 的大小。利用示波器同时测量 LISN 的共模等效 25Ω 电阻上的共模噪声电压 V_{cm} 和 MOSFET 管 M_1 漏极对地电压 V_{M1-gnd} 。电压探头的具体位置如图 2b 中虚线所示。图 3a 显示了 C_{sp} 较小时实测的波形。从图中可见, V_{cm} 与 V_{M1-gnd} 相位一致, 说明此时是 V_{M1-gnd} 对共模传导噪声起主要作用。

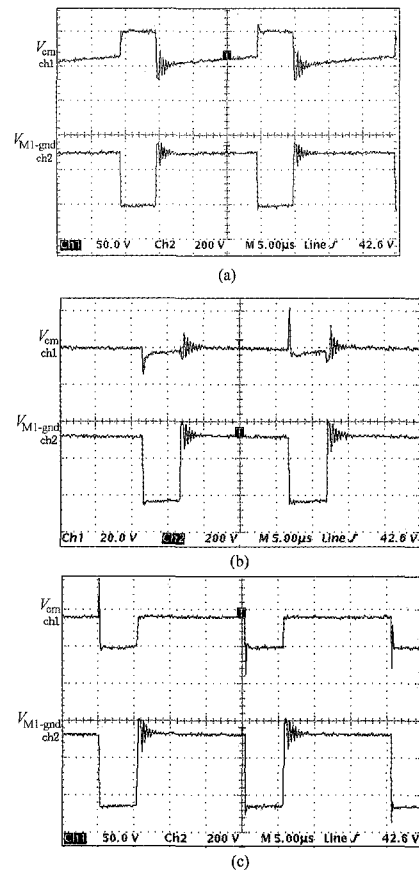


图 3 V_{M1-gnd} , V_{cm} 波形

当将 C_{sp} 调整增加到一定值时, 出现 V_{cm} 最小的情况, 如图 3b 所示。

如果继续增大 C_{sp} , LISN 上的 V_{cm} 波形改变了极性方向, 此时 V_{d1} 对共模传导噪声起主要作用。波形如图 3c 所示。

上述测量结果和所建模型的预测一致, 从而证明了二次侧干扰源对共模传导噪声存在着影响, 二次侧干扰源通过 C_{sp} 对一次侧噪声源产生的共模噪声的补偿作用以及所建立模型的正确性和有效性。

3 变压器存在屏蔽时的共模传导发射模型

由图 2b 模型及以上分析可知, 合理的调整分布参数 C_{p0} , C_{sp} 和 C_o , 可最大限度地降低共模传导电流。但实际中, 为保证一定的散热效果, C_{p0} 一般是固定的, 而 C_o 无法预测和调整, 所以可以调整的参数主要为 C_{sp} 。通过功率变压器一、二次侧绕组间的屏蔽可以调整 C_{sp} 的大小参数。图 4 为变压器一次侧绕组加屏蔽 (即指屏蔽铜箔接到开关电源一次侧电位固定的正端或负端) 时, 分布电容的高频集参模型。

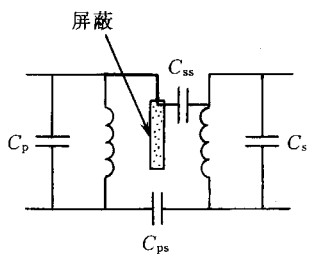


图4 变压器绕组有屏蔽时的分布电容模型

其中 C_{ps} 是变压器加屏蔽后一次绕组对二次绕组的残余等效分布电容。当有屏蔽时, C_{ps} 大大降低, 使得一次侧干扰源的作用大大降低, 这时二次侧干扰源通过 C_{ss} (二次侧整流二极管 VD_1 阳极与屏蔽层之间的分布电容) 引起的共模噪声补偿作用会相对增强。通过调整屏蔽铜箔的宽度, 会改变 C_{ps} 和 C_{ss} , 从而改变一次侧干扰源通过 C_{ps} 和二次侧干扰源通过 C_{ss} 所产生的共模传导电流的大小及其抵消补偿效果, 从而改变共模噪声发射水平。

图 5 为考虑 C_{ps} 作用后的共模传导发射模型, 因 $C_{ps} \ll C_o$, C_{ps} 直接简化接地。

为验证屏蔽对共模传导噪声的影响, 实验如下。

实验条件说明:

(1) 实验样机参数如以上所述, 输出的负端接

地 (输入为三条线, 即输入有地线的情况)。

(2) 实验时, 样机不加任何 EMI 滤波器。

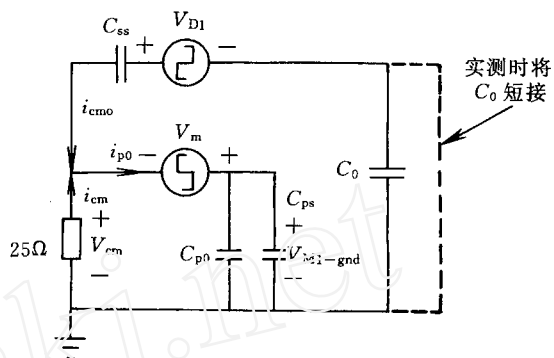


图5 变压器绕组屏蔽时共模传导噪声的等效模型

(3) 变压器: 磁心 EE33/3C96, 匝数 $N_p: N_s = 45:7$ 。

变压器一次绕组加屏蔽后, 由于屏蔽铜箔的作用, C_{ps} 降低了, 而 C_{ss} 却由于屏蔽铜箔的作用比不加屏蔽时的 C_{sp} 增大了, 从而使二次侧干扰源的补偿作用加大, 有可能使共模传导噪声减小。但降低共模传导噪声原理的应用, 要看具体开关电源的电气指标和变压器结构 (包括绕组结构), 即一次侧和二次侧干扰源以及 C_{ps} 和 C_{sp} 的大小来确定。如果屏蔽铜箔宽度最宽时, 且一次侧干扰源通过 C_{ps} 产生的噪声为主, 那么减少屏蔽铜箔宽度, 使 C_{ps} 增大, 就会使共模噪声增大; 反之, 如果屏蔽铜箔宽度最宽时, 是二次侧干扰源通过 C_{sp} 产生的噪声为主, 那么减少屏蔽铜箔宽度, 使一次侧干扰源的作用增大, 对二次侧干扰源的补偿效果增强, 就会使共模噪声减少。

图 6 和图 7 分别为屏蔽铜箔宽度为 15mm 和 9mm 的传导发射测试结果。

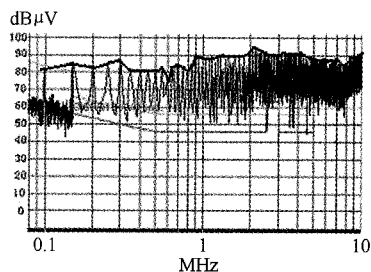


图6 加 15mm 宽屏蔽铜箔时的传导发射测试结果

图 7 中用黑粗线表示了图 6 的传导发射包络线, 可见, 减少铜箔宽度后, 传导发射水平整体上增大了 2~6 dBμV。显然, 由于 C_{ps} 增大较小, 所

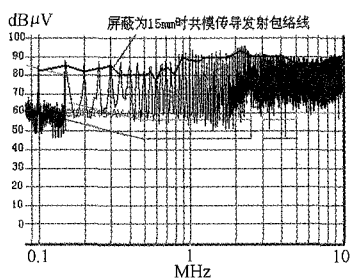


图7 加9mm宽屏蔽铜箔时的传导发射测试结果

以对测量结果影响不明显。由此可知在一次侧干扰源占了主导作用时,减少屏蔽铜箔宽度并不会降低噪声;但是加屏蔽后,一次侧干扰源的作用被大大降低,这时如果能采用其他措施适当增大二次侧干扰源的作用,就能使噪声降低。

为此我们提出如下方法,即在图6测量条件的基础上,在 C_{ss} 两端(图2a变压器1、3两端)并联适当的电容。当此电容增大到100pF时,传导发射测试结果如图8所示(图中黑粗线表示了图6的传导发射包络线),此时传导噪声发射在低频段降低了10~20dB μ V,效果非常明显。如果继续增大电容,则传导发射水平又会恶化。从图8中我们还发现在6~10MHz的高频段,并联电容后传导发射水平反而有所增大。这是由于在高频段,一次侧干扰源和二次侧干扰源的高频分量主要是功率开关管和整流管上电压的上升沿或下降沿以及高频振荡引起的,其相位关系比较复杂,并不像低频段分量那样存在明显的相位相反的关系,也有可能正好相同,从而导致并联 C_{ss} 电容后传导发射水平反而增大。这里需要强调的是,此电容虽然是连接在变压器的一次绕组与二次绕组之间,但其作用是起了一个补偿的效果,并不同于一般的连接在一次侧电位不变点和二次侧电位不变点之间的电容 C_y 。

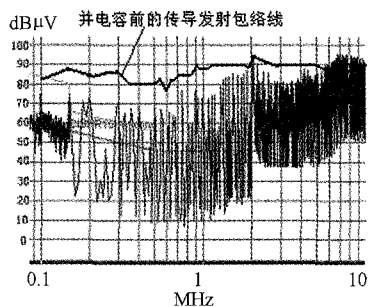


图8 变压器1、3两端并联100pF电容时传导发射结果

4 结束语

通过对反激式功率变换器共模干扰源传输通道的分析、建模和实验验证,得到如下结论:

(1) 反激式功率变换器的共模传导发射模型除了应考虑一次侧开关管的干扰源外,还需要考虑二次侧高频整流二极管的干扰源作用。

(2) 除了传统的考虑变压器一次绕组对二次绕组的耦合电容 C_{ps} 外,通过引入另一个二次侧对一次侧的耦合电容 C_{sp} ,可以很好地表达二次侧干扰源对共模传导噪声的作用。

(3) 对反激式功率变换器,一次侧干扰源和二次侧干扰源对共模传导噪声的作用极性是相反的,两者存在补偿作用。通常二次侧干扰源的作用小于一次侧干扰源的作用,因此适当增大 C_{sp} (或 C_{ss}),使一次侧干扰源与二次侧干扰源的作用效果相互抵消,则可以显著减低共模传导噪声。在 C_{ss} 或 C_{sp} 两端并联适当的电容,是降低共模传导噪声(尤其是低频段150kHz~6MHz)的一种简单有效的方法。

(4) C_{ss} (或 C_{sp})、 C_{ps} 、 C_o 之间的大小关系对共模传导发射水平的影响很大,适当的处理这些电容对降低共模传导噪声有很好的效果。

参考文献

- 冯江涛,杨志辉,陈为等. 变压器屏蔽对开关电源电磁干扰(EMI)影响的分析. 台达电力电子研发中心. 2002年会论文集. 上海, 2002
- Kchikack M, Yuan Y S. Simple modeling for conducted common-mode current in switching circuits. Proc. of IEEE PESC'2001. Vancouver, Canada. 2001, 1 (16): 91~95
- Okyere P F, Heinemann L. Computer-aided analysis and reduction of conducted EMI in switched-mode power converter, Proc. of IEEE APEC'98. Anaheim, USA. 1998, 2 (7): 924~928
- Philip P Okyere, L Heinemann. An advanced SPICE-compatible model for high frequency multiwinding transformers. Proc. of IEEE PESC'99. Charleston, USA. 1999, 1 (7): 592~597
- R Asensi, J A Cobos. A full procedure to model high frequency transformer windings. PESC'94 Record. Taipei, Taiwan. 1994, 2 (6): 856~863
- 和军平. 开关电源电磁干扰传播通道模型的研究. 清华大学工学博士学位论文, 2002

(下转第76页)

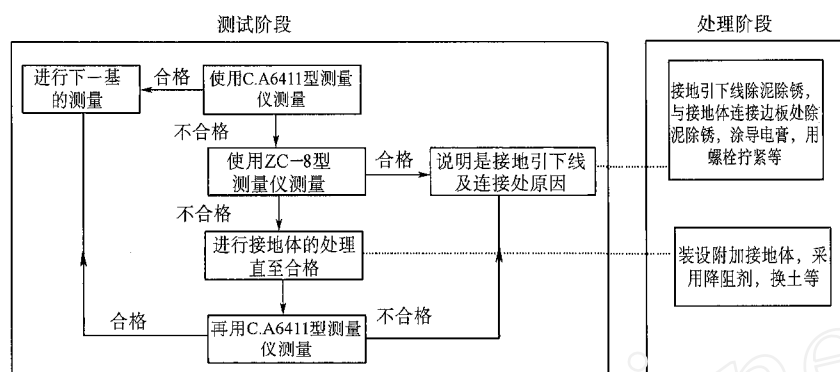


图 4 综合测试方法的具体操作步骤

接地连板用 ZC—8 型测量仪测量接地极接地电阻两条腿均为 8.4Ω 。现场人员对超标一条腿的连板进行除泥、除锈、涂上导电膏, 再用螺栓紧固。用 C.A6411 型接地电阻测量仪复测, 结果为 7.5Ω 。这充分证明了接触电阻的存在及改进后测量方法的可行性。

表 3 基存在较大接触电阻的杆塔情况

线路名称	杆号	杆塔类型	接地电阻 测量值/ Ω	处理后 测量值/ Ω
厂交线	137	JG1	1120	5.4
厂交线	133	Z2	830	8.7
南冀线	58	Z1	650	9.5

(2) 利用钢筋兼作接地引下线的非预应力钢筋混凝土杆, 由于使用时间较长, 接地连板及紧固螺栓处锈蚀严重, 有一部分接地体锈蚀严重; 装有接地引下线者, 接地系统各个连接点之间, 特别是装有过渡连板的, 都存在接触电阻。

表中南冀线 58 号和厂交线 133 号为利用钢筋作接地引下线的非预应力钢筋混凝土杆, 用新方法测量后, 发现南冀线 58 号接地极连板与螺栓连接处锈蚀严重, 采用的处理方法是在杆段连接处钢箍

上另焊接接地螺栓, 将接地体用钢绞线或直径 10mm 的圆钢延长至钢箍处连接。发现厂交线 133 号为接地体锈蚀严重, 原来直径 100mm 的圆钢接地体已腐蚀到只有直径 6~8mm, 现场采用将长 2.5m, 45mm×5mm 的角钢垂直打入地下的方法。

6 结束语

实践证明, 接触不良、腐蚀是影响杆塔接地系统正常运行的主要因素, 采用综合测量方法发现问题, 及时处理, 只需很小投资, 即可提高杆塔耐雷水平, 这对线路防雷具有重要意义, 是一种值得借鉴的现场测量方法。

参考文献

- 1 中华人民共和国国家经济贸易委员会. DL/T 741—2001 架空送电线路运行规程. 北京: 中国电力出版社, 2001
- 2 岳保良. 输电配电线路施工. 北京: 劳动人事出版社, 1989
- 3 罗真海, 陈雄, 萧定辉. 杆塔接地电阻测量新技术. 中国电力, 1997 (10)

收稿日期: 2004-08-03

(上接第 122 页)

Analysis and Application of Common-mode EMI Model of a Flyback Switch Mode Converter

Lin Sicong

(Fuzhou University)

Abstract Common-mode (CM) noise sources and its conduction paths of a flyback switch mode power supply are

analyzed. The influence of stray capacitances of the transformer on CM noise is also analyzed in details. Based on above analysis, models of CM emission and stray capacitance of transformer are built respectively. More attention is paid on the effect of secondary side noise source and its mechanism. A simple but effective method to reduce CM noise is introduced. The above analysis and models have been verified by experiments.

Keywords switch mode power supply common-mode conduction noise stray capacitance of transformer

收稿日期: 2004-07-21