

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.298

中图分类号: TM46

文献标志码: A

单管正激变换器传导共模 EMI 特性分析

彭长川(中国电源学会学生会员), 陈 为, 林苏斌(中国电源学会会员)
(福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108)

摘要: 为了研究单管正激变换器传导共模 EMI 特性, 降低单管正激变换器的共模噪声, 对单管正激变换器的传导共模噪声传输机理进行分析。基于分析建立共模噪声路径模型, 提出 1 种计算方法明确外接电容大小来改善共模噪声; 同时针对传统计算二次侧感应电荷量模型存在的缺陷, 提出改进计算模型, 通过仿真验证表明理想条件下改进模型准确性较高; 然后使用平衡绕组的方法降低流经变压器的共模噪声, 并通过 1 台单管正激电源样机进行实验验证, 结果表明了计算外接电容方法的有效性, 及在绕组距离较近且绕组较密情况下, 改进计算模型计算的电荷量准确性较高。

关键词: 电磁干扰; 正激变换器; 传导共模 EMI 特性; 共模噪声抵消

Analysis of Conducted Common-mode EMI Characteristics of Single-switch Forward Converter

PENG Changchuan, *Student Member, CPSS*, CHEN Wei, LIN Subin, *Member, CPSS*
(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: To study the conducted common-mode (CM) electromagnetic interference (EMI) characteristics of a single-switch forward converter and reduce its CM noise, the analysis of the transmission mechanism of conducted CM noise in the single-switch forward converter is necessary. On this basis, a CM noise transmission path model is established, and a calculation method is proposed to determine the specific external capacitance to reduce the CM noise. In addition, aimed at the defects of the traditional calculation model of induced charge on the secondary side, an improved calculation model is put forward, and simulation results show that the accuracy of the improved model is higher under ideal conditions. Afterwards, the balanced winding method was used to reduce the CM noise flowing through the transformer, and a prototype of single-switch forward converter power supply was used for experimental verification. Results show that the method of calculating the external capacitance was effective, and the accuracy of charge calculated by the improved calculation model was higher when the windings were close or when the number of turns per unit length was relatively large.

Keywords: Electromagnetic interference (EMI); forward converter; conducted common-mode (CM) EMI characteristics; CM noise offset

随着电力电子功率变换器向高频、高功率密度

发展, 电磁干扰 EMI(electromagnetic interference) 问题日益严重。在电力电子功率变换器中, 共模干扰传输路径复杂, 是电磁兼容问题中较难解决的部分^[1-4]。共模干扰噪声通常由功率器件的电位跳变产生, 通过器件与大地(或与大地相接的导体)之间的分布电容, 以电场耦合的方式形成位移电流。

对于不同的开关电源电路结构, 需要分析和

收稿日期: 2022-07-10; 修回日期: 2022-08-10; 录用日期: 2022-09-06; 网络首发日期: 2022-12-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777036); 福建省自然科学基金资助项目(2022J01565)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51777036; Natural Science Foundation of Fujian Province under the grant 2022J01565

明确噪声传输路径,以便采用不同方法对其进行抑制^[3-5]。Boost 变换器在功率因素校正中的广泛应用使得其电磁兼容得到广泛关注^[6]。文献[7]针对 Boost 变换器,明确其噪声传输机理,通过使用反相绕组法构造反相电流以降低噪声,并深入分析反相绕组的寄生参数对噪声抑制的影响;对于单管正激变换器,文献[8-9]分析了一次侧开关管的电位跳变引起的共模噪声传输路径,文献[9]使用电路仿真软件对正激变换器噪声路径进行建模,但并未深入分析变压器容性效应及元件的高频模型;文献[10]对双管正激变换器共模噪声传输路径进行研究,通过调整匝比改变变压器分布电容使得流经变压器的共模噪声减小;文献[11]对单管正激变换器进行分析研究,提到了使用外接电容的方法降低共模噪声,但并未对其降噪机理进行说明和深入分析,缺乏对电容选值的合理设计,因此效果未能较好体现。针对流经变压器的共模噪声,有文献提出变压器一、二次侧之间的容性分布参数是影响共模噪声的关键因素^[12-15],对变压器容性参数进行建模可以明确容性效应对共模噪声的影响。文献[16]深入分析变压器电场、磁场效应,提出了1种变压器宽频段共模噪声模型;文献[17]通过变压器共模噪声模型分析不同接线方式对共模噪声的抑制效果;文献[18]使用1种具有屏蔽效果的平衡绕组结构,屏蔽部分共模噪声的同时,构造反向噪声路径抵消变压器共模噪声,改善反激变换器的共模噪声;文献[19]深入分析平面变压器,使用对称结构降低共模噪声;文献[20-21]明确了 LLC 主要共模干扰源,使用构造抵消电位的方法,在改善整体噪声的同时,不额外增加变压器损耗,不影响变换器转换效率。

本文以单管正激变换器为研究对象,通过对单管正激电路的共模噪声传输路径进行分析,建立噪声等效模型,指出影响共模噪声的关键因素后,通过调整复位二极管位置构造噪声抵消传输路径来改善噪声。同时提出1种计算最佳外接电容的方法,并对通过变压器共模端口有效电容的设计来改善共模噪声的计算方法进行修正,降低了这一方法的误差。最后通过1台单管正激变换器样机验证了以

上策略对共模噪声的抑制效果。

1 单管正激变换器共模噪声模型

准确理解和分析单管正激变换器的共模 CM (common-mode)噪声机理,明确噪声源及噪声传播路径是前提和基础。图 1(a)为单管正激变换器的工作原理,其中线性阻抗稳定网络 LISN(line impedance stability network)用于给接收机提供1个稳定阻抗,且可以防止电网侧的噪声电流流入测试端影响测试结果。 C_1 和 C_2 分别为输入和输出滤波电容; Q_1 为开关管; D_1 为二次侧整流二极管; D_2 为复位绕组侧的续流二极管; D_3 为二次侧续流二极管;PGND、GND 分别为一、二次侧地,且一、二次侧各有1个用于给开关管和二极管散热的散热片。

对于单管正激变换器,当开关管 Q_1 关断时,复位绕组二极管 D_2 和二次侧续流二极管 D_3 导通,二次侧整流二极管 D_1 同时关断,可以判断图 1(a)中一次侧 A 点和 B 点、二次侧 C 点均为电位跳变点。由于 Q_1 和 D_1 的工作通断时序相同,因此可以判断 A 点和 C 点的电压跳变是同相跳变,而 B 点和 A 点是变压器的同名端点,也可认为 B 点电压跳变与 A 点同相。因此根据替代定理,可将 Q_1 、 D_1 、 D_2 、 D_3 替代为电压源和电流源,如图 1(b)所示;根据叠加定理,可将其分为电流源和电压源的情况进行分析,如图 1(c)和(d)所示。图 1(b)~(d)中 C_{pn} 、 C_{ps} 、 C_{sn} 为变压器三绕组之间的分布电容; C_{ph1} 、 C_{hg1} 、 C_{sh1} 、 C_{ng} 、 C_g 为各电位跳变点与散热片、大地之间的分布电容。

在传导频段下,输入滤波电容和输出滤波电容可近似认为短路。由图 1(c)可以看出,由于开关管侧一次侧绕组短路,因此2个电流源均被短路,噪声电流基本不经过 LISN,基本可以忽略 D_2 和 D_3 对于共模噪声的影响。假定正相噪声电流方向为从地到 LISN。图 1(d)中: i_{cm1} 为开关管 Q_1 漏极产生的共模噪声电流经过 C_{ph1} 、 C_{hg1} 、LISN 后通过整流桥回到 Q_1 的共模电流; i_{cm2} 包括一次侧开关管 Q_1 的噪声电流经过变压器一、二次侧绕组共模等效电容

C_{ps} 后,再经过 C_{ph1} 、 C_{hg1} 、LISN 及整流桥回到 Q_1 的共模噪声电流,以及二次侧二极管 D_1 通过 C_{ph1} 、 C_{hg1} 、LISN、整流桥及 C_{ps} 后回到 D_1 的共模噪声电流; i_{cm3} 为一次侧噪声源通过变压器传输到二次侧,以及二次侧噪声源通过输出侧对地分布电容 C_g 和 LISN 后再回到噪声源的共模噪声电流。对于开关管噪声通过变压器传输到复位绕组侧的噪声,由于输入滤波电容高频下的短路及路径 i_1 的存在,会使得此路噪声基本不经过 LISN,分析噪声等效模型时可以忽略此路噪声对总共模噪声的影响。

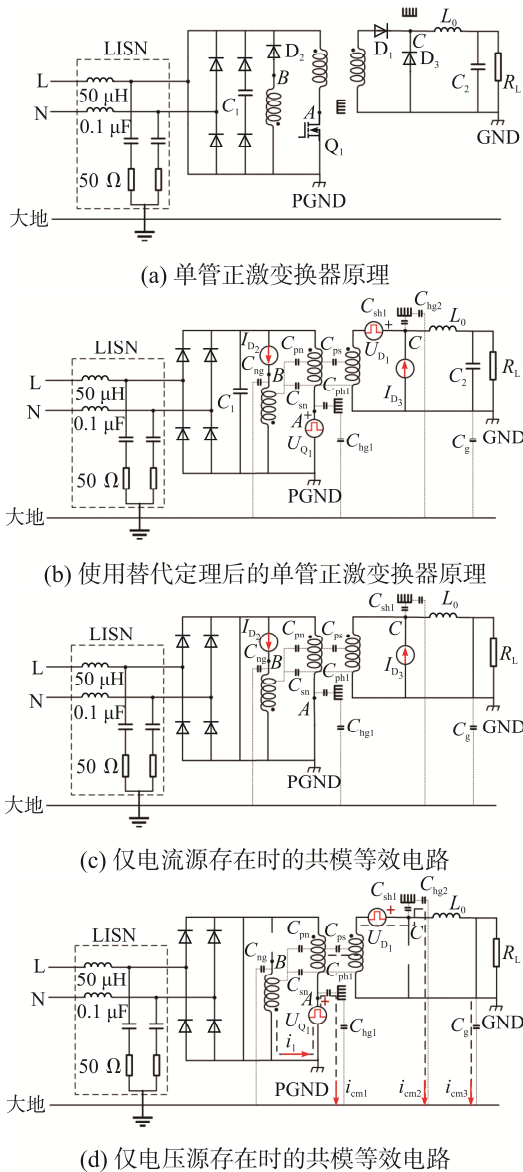


图 1 单管正激变换器共模噪声路径分析

Fig. 1 CM noise transmission path analysis of single-switch forward converter

一般会将散热片接一次侧地或二次侧地,来使通过散热片传输的噪声电流直接通过一、二次侧地回到噪声源,而不经 LISN 端。将图 1(a)中一、二次侧散热片分别接一次侧与二次侧地后,通过上述分析,可以忽略经过散热片的噪声电流对总共模噪声的影响,因此对于图 1(a)所示的单管正激变换器,其共模噪声大小基本由图 1(d)中的 i_{cm3} 决定。基于以上分析,可以得到图 2 所示的共模噪声等效模型。在传导频段, LISN 中 $0.1 \mu\text{F}$ 电容阻抗非常小,因此在 LISN 端所测的共模噪声电流实质是通过图 2 中 25Ω 电阻的噪声电流。从图 2 中可以看出, i_{cm3} 会通过变压器的共模等效电容 C_{ps} 和 C_{sn} ,因此改善变压器传输的共模噪声可以改善总噪声。

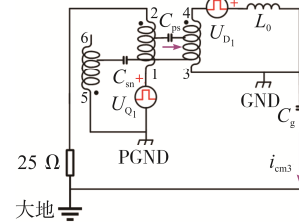


图 2 单管正激变换器 CM 噪声等效模型

Fig. 2 CM noise equivalent model of single-switch forward converter

2 D_2 在低边侧的正激变换器共模噪声模型

2.1 D_2 在低边侧的正激变换器共模噪声分析

对于图 2 所示的噪声等效模型,在不考虑共模滤波器的情况下,由于 2 个噪声源同相,2 路噪声路径均以同一方向传输。若将复位二极管 D_2 放置于低边侧,如图 3 所示,将会使复位二极管噪声源反相,以此构造出 1 路反向噪声,抵消一部分噪声

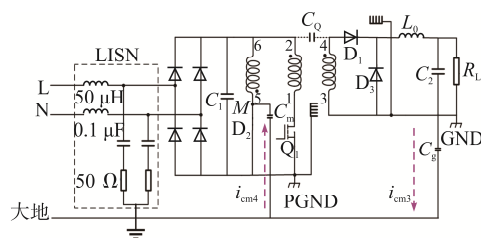


图 3 D_2 在低边的正激变换器原理

Fig. 3 Schematic of forward converter with low-side D_2

电流 i_{cm3} , 减小电路的总噪声。

具体分析如下: 在图 3 中, 通过变压器同名端可知, M 点电位跳变与前文的 A 点、 C 点电位跳变相反, 因此在低边的二极管 D_2 产生的噪声将从 D_2 通过 LISN 传输到地, 再通过 D_2 对地分布电容 C_m 回到噪声源, 一般情况下, 此路反相噪声小于正相噪声电流。因此, 在不改变电路的工作方式的情况下, 通过调整二极管的位置构造噪声抵消路径的方法可以改善一定噪声。

2.2 外接电容改善 D_2 在低边的正激变换器共模噪声的计算方法

图 4 给出了 D_2 在低边时的单管正激变换器共模噪声等效模型。图 4 中: V_1 为复位绕组二极管 D_2 替代的等效电压源, V_2 为所有与 D_2 电位跳变相反的等效电压源; I_1 为从 D_2 传输经过 LISN 后到地, 再通过 D_2 对地分布电容 C_m 回到 D_2 的噪声电流; 两电压源反相, 因此电流 I_2 的方向是开关管噪声源通过变压器一、二次侧共模等效电容 C_Q 到二次侧, 与二次侧噪声源一起通过 C_g 到地, 经过 LISN 后再回到噪声源的噪声电流; C_x 为在 M 点和地之间的外接电容。由于在传导频段 $0.1 \mu\text{F}$ 电容的阻抗相对 50Ω 非常小, 可以忽略不计, 因此图中 R_{LISN} 是 2 个 50Ω 电阻并联, $R_{LISN} = 25 \Omega$ 。

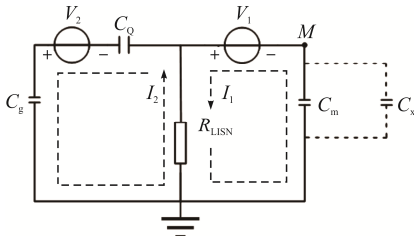


图 4 D_2 在低边的正激变换器共模噪声等效模型
Fig. 4 CM noise equivalent model of forward converter with low-side D_2

根据图 4 的噪声等效模型可知, 通过调整 C_Q 或者 C_m 可以减小共模噪声。一般在工程应用中, 会在电位跳变点和大地之间(如 M 点和大地之间)使用 Y 电容来减小共模噪声, 但是需要通过不断试错的方式得到抑制噪声最佳的电容, 本文基于 D_2 在低边的正激变换器, 提出一种计算方法, 通过理论计算可以得到抑制噪声效果最佳的外接电容。推导

过程如下: 对图 4 电路列出回路电流方程

$$\begin{cases} \left[R_{LISN} + \frac{1}{j\omega(C_m + C_x)} \right] \dot{I}_1 - R_{LISN} \dot{I}_2 = \dot{U}_1 \\ \left[R_{LISN} + \frac{1}{j\omega(C_Q + C_g)} \right] \dot{I}_2 - R_{LISN} \dot{I}_1 = \dot{U}_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: \dot{I}_1 、 \dot{I}_2 分别为图 4 中回路 1、2 的回路电流; \dot{U}_1 、 \dot{U}_2 分别为图 4 中回路 1、2 的等效电动势。

一般 C_m 、 C_Q 和 C_g 单位均为 pF, 且并接的 C_x 也是 pF 级别, 在传导频段的阻抗远远大于 25Ω , 因此为方便计算, 将式(1)改写并求解得

$$\begin{cases} \left[\frac{1}{j\omega(C_m + C_x)} \right] \dot{I}_1 - R_{LISN} \dot{I}_2 = \dot{U}_1 \\ \left[\frac{1}{j\omega(C_Q + C_g)} \right] \dot{I}_2 - R_{LISN} \dot{I}_1 = \dot{U}_2 \\ \begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{U}_1 j\omega(C_m + C_x) - \omega^2(C_Q + C_g) \cdot \\ \quad (C_m + C_x) \dot{U}_2 R_{LISN} \\ \dot{I}_2 = \dot{U}_2 j\omega(C_Q + C_g) - \omega^2(C_Q + C_g) \cdot \\ \quad (C_m + C_x) \dot{U}_1 R_{LISN} \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

式(3)中 2 个电流的实数部分远远小于其虚数部分, 因此在下列计算时进行省略。用插入损耗表示外接电容对噪声的影响, 表达式为

$$\begin{aligned} \text{IL}(C_x) &= 20 \lg \left| \frac{\dot{I}(0)}{\dot{I}(C_x)} \right| = \\ &= 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_2(C_Q + C_g) - \dot{U}_1 C_m}{\dot{U}_2(C_Q + C_g) - \dot{U}_1(C_m + C_x)} \right| \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $\dot{I}(C_x) = \dot{I}_2 - \dot{I}_1$ 。

可以看出在没有外接电容时, 若 $I_2 > I_1$, 随着外接电容变大, 插入损耗会先变大后变小; 若 $I_2 < I_1$, 插入损耗会一直减小。若为第 1 种情况, 假设插入损耗最大时并联的外接电容为 C_{max} , 此时共模噪声最小, 则在并接任意电容 C_0 时有

$$\begin{aligned} \text{IL}(C_0) &= 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_1(C_m + C_{max}) - \dot{U}_1 C_m}{\dot{U}_1(C_m + C_{max}) - \dot{U}_1(C_m + C_x)} \right| = \\ &= 20 \lg \left| \frac{C_{max}}{C_{max} - C_0} \right| \end{aligned} \quad (5)$$

因此, 可以通过外接电容的方式降低共模噪声。若为上述第 1 种情况, 可以根据式(5)准确得到使共模噪声效果最佳的外接电容值; 若为第 2 种情况, 则需要分别在 A 点、 C 点并接电容, 增大噪声电流 I_2 , 计算方式与上文一致, 同样可以计算出最小噪声时并接电容的大小。

3 调整变压器共模端口有效电容改善噪声

对于图 4 的正激变换器共模噪声模型, 可以使用外部并接电容的方法减小共模噪声, 还可以通过减小流经变压器的噪声电流使总共模噪声减小。文献[17]提到变压器传输的共模噪声电流可以用二次侧绕组感应的电荷量来表示, 通过将电荷量归算到一次侧, 使用共模端口有效电容 C_Q 来表示。若一、二次侧均为单层结构且无屏蔽层, 窗口高度为 H 时, C_Q 可以表示为

$$Q = C_Q U_P = \int_0^H \frac{C_0}{H} (\Delta u_p - \Delta u_s) dx = \frac{1}{2} C_0 (U_P - U_S) \quad (6)$$

式中: Q 为二次侧感应的电荷量; U_P 、 U_S 分别为一、二次绕组的电压; $\Delta u_p - \Delta u_s$ 为微元电容的电位差。

通过式(6)可以有效评估共模端口有效电容的大小, 但是式(6)计算的电荷量仅考虑了正对绕组间的电荷量, 忽略了非正对绕组间产生的电荷量, 如图 5(a)所示。在绕组间距较大时, 非正对绕组距离较大, 其产生的电荷量远小于正对绕组间产生的电荷量, 因此使用式(6)可以较好地计算电荷量, 若距离较小, 则不可忽略非正对绕组产生的电荷量, 此时式(6)会存在较大误差。基于此, 本文对计算电荷量的方法进行改进, 综合考虑正对绕组与非正对绕组产生的电荷量。如图 6 所示, 假设窗口高度为 H , 两绕组间距离为 d , 绕组线圈的半径为 r , 对于第 a_x 一次绕组, 其感应的电荷量可以表示为

$$Q_{a_x} = \int_{-\theta_2}^{\theta_1} \frac{\varepsilon \cdot 2\pi r (d / \cos \theta) \Delta \theta}{(d / \cos \theta)} \left[\frac{U_P}{H} d \tan \theta_2 - \frac{U_S}{H} d (\tan \theta_2 + \tan \theta) \right] \quad (7)$$

式中: ε 为介电常数; θ 为角度。求得解

$$Q_{a_x} = \varepsilon \cdot 2\pi r \cdot \left[\frac{U_P - U_S}{H} d \tan \theta_2 (\theta_1 + \theta_2) + \frac{U_S}{H} d \ln \left| \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2} \right| \right] \quad (8)$$

将 θ_1 、 θ_2 用 a_x 代替可得

$$Q_{a_x} = \varepsilon \cdot 2\pi r \left\{ \frac{U_P - U_S}{H} a_x \left[\arctan \left(\frac{H - a_x}{d} \right) + \arctan \left(\frac{a_x}{d} \right) \right] + \frac{U_S}{2H} d \ln \left[\frac{d^2 + a_x^2}{d^2 + (H - a_x)^2} \right] \right\} \quad (9)$$

式中: $\varepsilon \cdot 2\pi r$ 可由 $C_0 (d/H)$ 得到, C_0 为结构电容。对式(9)从 0 到 H 分为 k 份求和, 则可得到考虑正对与非正对绕组的总感应电荷量

$$Q = \sum_{a_x=0}^H Q_{a_x} \quad (10)$$

k 和绕组间距 d 及绕组的紧密程度 α 有关, 为了明确 k 的取值, 本文基于 Ansys 电磁场仿真软件, 在 2D Maxwell 建立图 7 所示模型, 通过仿真提取出 k 、 d 和 α 的值, 并进一步得到数学模型, 可表示为

$$k = 0.000\ 675\ 1 + 0.684\ 7d - 0.009\ 962\ \alpha + 497.8d^2 + 32.18d\ \alpha \quad (11)$$

式中, α 为绕组直径与窗口高度之比。

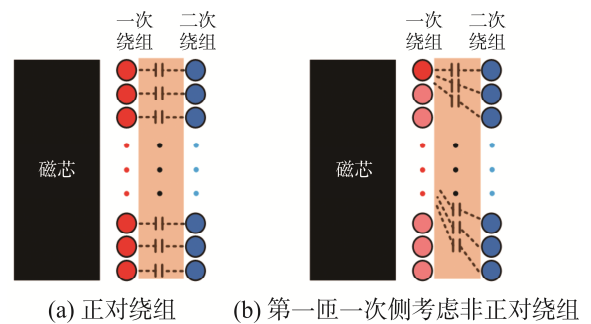


图 5 绕组间电荷量计算示意

Fig. 5 Schematic of calculation of charge between windings

仿真时, 一次侧 18 匝, 二次侧 10 匝, 窗口高度为 21.4 mm, 改变一、二次侧绕组间距与二次绕组直径, 得到传统计算模型(图 8 中虚线)、改进计算模型(图 8 中实线)与仿真的电荷量的误差, 如图 8 所示。

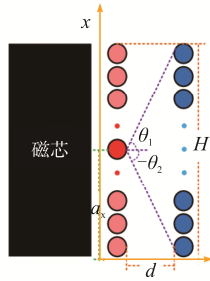


图 6 计算模型示意

Fig. 6 Schematic of calculation model

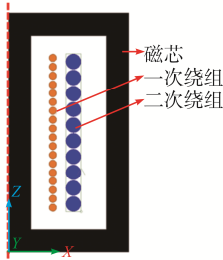


图 7 仿真模型

Fig. 7 Simulation model

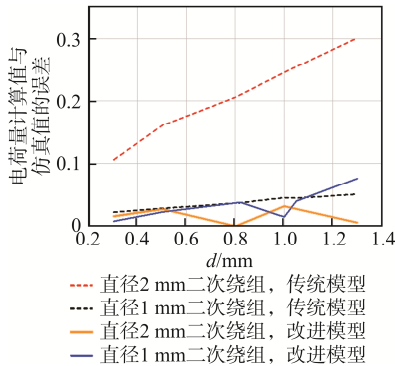


图 8 传统计算模型与改进计算模型对比

Fig. 8 Comparison between traditional and improved calculation models

由图 8 可见, 改进计算模型与仿真值在多数情况误差较小。当二次侧直径为 1 mm, 即绕线绕制较疏时, 传统计算模型与改进计算模型误差基本一致, 且随绕组间距变化不大; 当二次侧直径为 2 mm 时, 传统计算模型与改进计算模型误差较大, 且随绕线间距变化而变化。这表明绕线的疏密程度是影响计算模型准确性的重要因素, 且绕线较密时, 使用改进计算模型误差较小。

为了降低变压器传输的共模噪声, 可以使用调整接线端位置, 减小一、二次侧电位差的方式, 也可以使用铜箔屏蔽或平衡绕组的方式使二次侧感应的净电

荷量为 0, 来减小共模噪声。为了验证上述改进计算模型的准确性, 本文使用平衡绕组的方式使得二次侧感应净电荷量为 0, 以改善正激变换器的共模噪声。

在变压器中使用平衡绕组的结构如图 9 所示, 图中仅画出了变压器一半结构, 绕组的接线点位置如图 3 所示, 变压器具体参数: 一次侧(P)绕组 36 匝, 复位(N)绕组 36 匝, 二次侧(S)绕组 10 匝, 平衡绕组接二次侧静点(电位不跳变点), 窗口高度 $H=21.4$ mm。由匝数可知绕组的电位 $V_p:V_n:V_s=36:36:10$, 且一次绕组的电位跳变与其他两绕组电位跳变相反, 即设一次绕组电位为正, 则可以得到图 9 中随窗口高度的电位分布。要使变压器传输的共模噪声为 0, 即二次绕组感应的净电荷量为 0, 则需使图 9 中一、二次侧相邻绕组间电荷量相等。

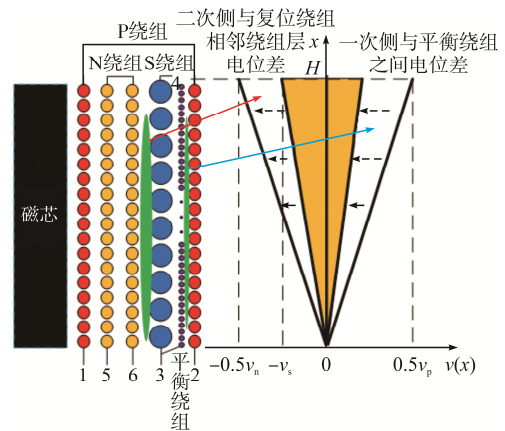


图 9 使用平衡绕组的变压器结构

Fig. 9 Structure of transformer with balanced winding

使用传统计算模型得到的二次侧感应净电荷量可表示为

$$Q_T = \left| \int_0^H \frac{C_{A1}}{H} \frac{0.5v_p - (n_3/36)v_p}{H} v_p dx - \int_0^H \frac{C_{A2}}{H} \frac{0.5v_n - v_s}{H} v_s dx \right| \quad (12)$$

式中: C_{A1} 为平衡绕组、P 绕组之间的结构电容; C_{A2} 为相邻 P、N 绕组间的结构电容; n_3 为平衡绕组的匝数。要使 $Q_T=0$, 则可计算得到平衡绕组的匝数为

$$n_3 = 18 - \frac{8C_{A2}}{C_{A1}} \quad (13)$$

由于改进公式计算模型较为复杂, 因此为了

验证改进计算模型的准确性,按图 9 绕制 2 个除平衡绕组外均相同的变压器,其中 2 个变压器的 P 与 N 绕组线径均为 1.24 mm, S 绕组线径均为 1.83 mm,相邻 P 与 N 绕组距离均为 0.8 mm,平衡绕组与相邻一次侧距离均为 0.5 mm,平衡绕组匝数均为 10 匝,1 号变压器平衡绕组线径为 1.63 mm,2 号变压器平衡绕组线径为 2.24 mm。使用阻抗分析仪对 1 号变压器测量得到 $C_{A1}=72\text{ pF}$ 、 $C_{A2}=70\text{ pF}$,对 2 号变压器测量得到 $C_{A1}=71\text{ pF}$ 、 $C_{A2}=70\text{ pF}$ 。可以发现根据式(12),1 号变压器的 $Q_T=8\text{ pC}$,2 号变压器的 $Q_T=4\text{ pC}$,即按照传统计算模型,2 个变压器抵消共模噪声电流的效果近似相等,均可较好地抑制噪声电流。但根据式(9)~式(11),1 号变压器的 $Q_T=41.525\text{ pC}$,2 号变压器的 $Q_T=12.7\text{ pC}$,因此按照改进计算模型,2 号变压器抑制噪声效果优于 1 号变压器。

4 实验验证

以 1 台正激电路实验样机进行实验验证。样机的电路参数:输入电压为交流 220 V,输出电压为直流 24 V,输出功率为 240 W,开关频率为 68 kHz。其中变压器基本参数:磁芯型号 PQ3535;一次绕组 36 匝、0.2 mm×15 多股绞线,两层绕制;二次绕组 10 匝、0.2 mm×45 股多股绞线,单层绕制;复位绕组 36 匝、0.2 mm×15 多股绞线,两层绕制。实验测试时,采用市电两线接法,将一、二次侧散热片分别接一、二次侧地,噪声测量采用电流法测量共模噪声,以下测量结果中噪声频谱单位为 dB μA 。

首先验证外接电容降低噪声方法的有效性。在原始变压器的基础上并接 5.0 pF 电容,得到式(5)左侧约为 0.8 dB μA ,计算出外接电容为 2.6 pF 或 55.0 pF 时测量的噪声最小。在并接 2.5 pF 后测量出的噪声频谱最小,并接 55.0 pF 时噪声反而恶化,这是因为并接电容过大导致过补偿进而使得噪声恶化。由图 10 可见,接 2.5 pF 电容后在大部分频段小于接 5.0 pF 时的噪声,在 12 MHz 左右外接电容效果不理想,结果验证了可以使用式(5)准确得到

具体外接的电容 C_{max} 的大小,使噪声有效降低。

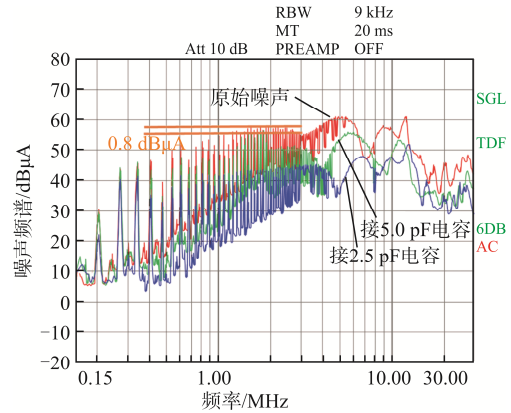


图 10 外接电容的噪声波形对比

Fig. 10 Comparison between noise waveforms in the cases with different values of external capacitance

然后验证改进计算模型的准确性,如图 11 可见,使用平衡绕组的方法可以有效降低共模噪声大小,且 2 号变压器在大部分传导频段噪声小于 1 号变压器,但在 20 MHz 以上的频段,2 号变压器噪声大于 1 号变压器,这是因为在高频段,器件的近场耦合效应明显,使得噪声恶化。结果验证了在绕组绕制较密或者绕组距离较近时,使用改进模型计算得到的感应电荷量准确性较高。

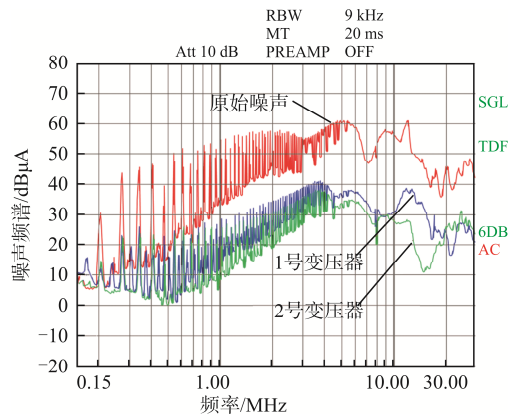


图 11 1 号变压器和 2 号变压器共模噪声频谱对比

Fig. 11 Comparison of CM noise spectrum between No. 1 and No. 2 transformers

5 结论

本文深入分析了单管正激变换器的传导共模 EMI 特性,得到如下结论。

(1)通过改变电路结构,使用外接电容,或对变压器结构设计,使用平衡绕组等方法可以有效抑制单管正激变换器的共模噪声。

(2)变压器容性参数是影响共模噪声大小的主要因素,可以通过变压器二次侧感应的净电荷量或共模端口有效电容,来表征对噪声抑制的能力。在绕组绕制较密或者绕组距离较近时,使用改进模型计算得到的感应电荷量准确性更高。

参考文献:

- [1] 杨磊, 何为, 贺玉成, 等. 开放式超低场移动磁共振系统的电磁干扰抑制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4708-4717.
Yang Lei, He Wei, He Yucheng, et al. Electromagnetic interference suppression method for an unshielded portable ultra-low field magnetic resonance imaging scanner [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4708-4717. (in Chinese)
- [2] 傅恺宁, 涂江涛, 陈为. 高频变压器传导共模干扰分析与评估[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 37-43.
Fu Kaining, Tu Jiangtao, Chen Wei. Analysis and evaluation of conducted common-mode interference of high-frequency transformer [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 37-43. (in Chinese)
- [3] Fu Dianbo, Wang Shuo, Kong Pengju, et al. Novel techniques to suppress the common-mode EMI noise caused by transformer parasitic capacitances in DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(11): 4968-4977.
- [4] Zhang Huan, Wang Shuo. Two-capacitor transformer winding capacitance models for common-mode EMI noise analysis in isolated DC-DC converters [C]// 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA, 2016: 1-8.
- [5] 吴键澄, 杨汝, 张宇帆, 等. 基于分数阶混沌的反激变换器辐射 EMI 主动抑制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 438-447.
Wu Jiancheng, Yang Ru, Zhang Yufan, et al. Active suppression of radiated EMI in flyback converter based on fractional-order chaos [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 438-447. (in Chinese)
- [6] 林苏斌, 周云, 张丽萍, 等. Boost 电感反相绕组法的共模噪声抑制特性分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1946-1956.
Lin Subin, Zhou Yun, Zhang Liping, et al. Analysis and design of common mode noise suppression characteristics of boost inductor anti-phase winding method [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1946-1956. (in Chinese)
- [7] 林苏斌, 陈为, 董纪清, 等. Boost 变换器共模噪声反相补偿法的高频特性分析与改善[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 52-59.
Lin Subin, Chen Wei, Dong Jiqing, et al. High-frequency behaviors analysis and improvement of anti-phase compensation method for CM EMI noise suppression in Boost converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 52-59. (in Chinese)
- [8] 陈恒林, 路登平. 正激式变换器输入端共模噪声的研究[J]. 电测与仪表, 2003, 40(1): 19-21, 47.
Chen Henglin, Lu Dengping. Study of common mode noise in the input side of a forward converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2003, 40(1): 19-21, 47. (in Chinese)
- [9] 谢静, 陈少昌, 龙宏波. 正激式开关电源传导电磁干扰研究[J]. 电光与控制, 2011, 18(5): 80-84.
Xie Jing, Chen Shaochang, Long Hongbo. Study on conducted EMI in forward switching power [J]. Electronics Optics & Control, 2011, 18(5): 80-84. (in Chinese)
- [10] Kong Pengju, Wang Shuo, Lee F C, et al. Reducing common-mode noise in two-switch forward converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1522-1533.
- [11] Chu Yongbin, Wang Shuo. A generalized common-mode current cancelation approach for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4130-4140.
- [12] Chen Qingbin, Chen Wei. The new electric shielding scheme with comb-shaped wire and its applications in SMPS [C]// 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Amsterdam, Netherlands, 2011: 1-7.
- [13] Kang B G, Chung S K, Won J S, et al. EMI reduction

- technique of flyback converter based on capacitance model of transformer with wire shield [C]// 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). Seoul, Korea(South), 2015: 163-169.
- [14] 董光冬, 张方华. 基于噪声平衡原理的反激变换器 CM 传导噪声抵消方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(11): 3320-3327.
- Dong Guangdong, Zhang Fanghua. Research on common mode conducted noise cancellation method in flyback converter with noise balance principle [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(11): 3320-3327. (in Chinese)
- [15] 张晓光, 和军平, 孙力, 等. Flyback 开关电源近场磁辐射预测与抑制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(10): 21-25, 31.
- Zhang Xiaoguang, He Junping, Sun Li, et al. Magnetic near field prediction and suppression of a flyback SMPS [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(10): 21-25, 31. (in Chinese)
- [16] 徐策, 张方华, 董光冬. 考虑磁场频率特性的变压器共模 EMI 宽频建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4675-4685.
- Xu Ce, Zhang Fanghua, Dong Guangdong. Wideband modeling method of transformer common-mode EMI considering frequency characteristics of magnetic field [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4675-4685. (in Chinese)
- [17] 林苏斌, 周云, 陈为, 等. 反激变压器传导共模 EMI 特性分析[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 97-103.
- Lin Subin, Zhou Yun, Chen Wei, et al. Analysis of conducted common-mode EMI characteristics of flyback transformer [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 97-103. (in Chinese)
- [18] 董光冬, 张方华, 徐策, 等. 一种兼具屏蔽效能的变压器平衡绕组技术[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4199-4208.
- Dong Guangdong, Zhang Fanghua, Xu Ce, et al. A transformer balance winding technology with shielding effectiveness [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4199-4208. (in Chinese)
- [19] Li Bin, Li Qiang, Lee F C, et al. A symmetrical resonant converter and PCB transformer structure for common mode noise reduction [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 5362-5368.
- [20] 刘颜, 张方华. 一种适用于全桥 LLC 变换器的共模噪声抑制方法[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 193-197.
- Liu Yan, Zhang Fanghua. Common-mode noise suppression method for full-bridge LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 193-197. (in Chinese)
- [21] 万芳燕, 董纪清. 基于屏蔽-抵消技术的 LLC 变换器共模噪声抑制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(21): 7955-7963.
- Wan Fangyan, Dong Jiqing. A shielding-cancellation technique for suppressing common mode noise in LLC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(21): 7955-7963. (in Chinese)



彭长川

作者简介:

彭长川(1996—), 男, 中国电源学会学生会会员, 硕士研究生。研究方向: 电力电子高频磁技术。E-mail: pengchangchuan@163.com。

陈为(1958—), 男, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 电力电子功率变换、高频磁技术、电磁兼容诊断与滤波器、电磁场分析与应用、电磁检测。E-mail: chw@fzu.edu.cn。

林苏斌(1977—), 男, 中国电源学会会员, 博士, 副教授, 研究方向: 电力电子电磁元件技术, 电磁兼容分析与诊断, 电气在线监测。E-mail: linsb_77@126.com。