DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.316 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

推挽变换器共模 EMI 噪声的预测与抑制

吴岳哲[1]，郑成君[2]，杜子凯[2]，马奎安[2]，任小永[1]，陈乾宏[1]
(1.南京航空航天大学自动化学院，南京 211106；2.西安空间无线电技术研究所，西安 710100)

摘要：作为1种典型的隔离拓扑，推挽变换器因变压器双向磁化且其输入不存在桥臂直通风险，在高可靠性场合得到广泛应用。随着变换器工作频率的提高，其共模干扰的影响凸显。因此，变换器的共模噪声建模分析对其和电磁兼容优化设计有重要的理论和应用价值。针对一、二次侧均带有中心抽头的四绕组变压器，建立了其两电容寄生参数模型，并在此模型的基础上，建立了推挽变换器的频域共模噪声模型，通过对共模噪声源和共模噪声传导路径的分析，实现了对共模噪声预测。为提升模型实用性，针对简化后的变压器模型，讨论了变压器寄生电容参数的提取方法，并提出了基于平衡电容的共模噪声抑制方法。实验验证了所建共模噪声模型的准确性以及共模噪声抑制方法的有效性。

关键词：推挽变换器；共模噪声；变压器模型；共模噪声抑制

Prediction and Suppression of Common-mode EMI Noise for Push-pull Converter

WU Yuezhe[1], ZHENG Chengjun[2], DU Zikai[2], MA Kuian[2], REN Xiaoyong[1], CHEN Qianhong[1]
(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China; 2. Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an 710100, China)

Abstract: As a typical isolation topology, the push-pull converter has been widely applied in high-reliability scenarios because the transformer is bidirectionally magnetized and the input does not have the risk of bridge arm straight through. With an increase in the converter's operating frequency, the influence of common-mode interference becomes obvious. Therefore, the common-mode noise modeling analysis of the converter has important theoretical and application value for its electromagnetic compatibility optimization design. For a four-winding transformer with a central tap on both the primary and secondary sides, its two-capacitance parasitic parameter model is established in this paper. On this basis, a common-mode noise model in the frequency domain of the push-pull converter is established. Through the analysis of the common-mode noise source and the conduction path of common-mode noise, the prediction of common-mode noise is realized. To enhance the practicability of the model, the extraction method for parasitic capacitance parameters of the transformer is discussed for the simplified transformer model, and a common-mode noise suppression method based on a balancing capacitor is proposed. The accuracy of the established common-mode noise model and the effectiveness of the common-mode noise suppression method were verified by experimental results.

Keywords: Push-pull converter; common-mode noise; transformer model; common-mode noise suppression

当下开关电源高频化、小型化、高效化、简单化的趋势日益明显，而随着高性能功率半导体器件、新型电容、高频磁性元件等关键技术的进一步突破，变换器的工作频率和功率密度仍保持持续上升的趋势。受限于电力电子装备的空间资源，电磁兼容设计难度大幅增加，因此，如何通过要求日益提升的电磁干扰 EMI(electromagnetic interference)测试也逐渐成为了亟需解决的问题。通常为了满足电磁兼容的设计需求，EMI 滤波器体积将占到整机的 1/5 左右。为了优化系统的电磁兼容设计，并尽

收稿日期：2023-02-02；**修回日期**：2023-04-18；**录用日期**：2023-05-20；**网络首发时间**：2023-06-19
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52177181)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177181

可能减小滤波器的体积，功率变换器的共模噪声传导路径分析、建模和抑制尤为重要[1-2]。

众所周知，隔离型变换器的高频变压器是影响其电磁兼容特性的关键部件，其分布电容是共模噪声传导的重要通路，会同时影响到共模噪声的增益响应和频率特性。现有文献针对变压器寄生参数的分析建模以及噪声抑制展开了广泛的研究[2-6]。文献[2]针对高频变压器一、二次绕组间寄生电容以及开关器件的对地电容，使用网络分析仪测量系统 S21 参数对寄生参数进行了提取，并在此基础上对共模噪声的传导回路进行了优化；文献[3]通过外接电容的方法平衡了流经变压器的共模噪声电流，实现了共模噪声抑制；文献[4]通过屏蔽绕组技术调整了变压器内部电场分布，有效减小了半桥 LLC 变换器的共模噪声；文献[5]论证了对于双绕组变压器的三电容集总模型，但由于其忽略了变压器一、二次电压比的数量关系，缺少一个约束方程，致使集总电容个数未能化到最简；文献[6]在考虑了变压器原、副边电压倍比关系的条件下，提出了两绕组变压器的两电容通用模型，推导出一种简易实用的建模方法，并在反激变换器中进行了应用。

因变压器双向磁化且输入不存在桥臂直通的风险，推挽变换器作为隔离拓扑在一些高可靠性场合的应用十分广泛。由于推挽变换器中的变压器是一个带有中心抽头的多绕组结构，若考虑其中所有绕组的电位分布，得到完整的集总电容模型解析式的方法过于复杂，因此鲜有文献针对分析推挽变换器共模噪声传递途径模型。

本文将以文献[6]的原理分析为基础，基于电流守恒，对一、二次侧均带有中心抽头的推挽变换器的寄生参数模型进行分析简化，从而获取其两电容模型；并在此基础上，提出通过外加平衡电容对共模噪声进行抑制的方法。最后，通过实验验证模型的准确性和噪声抑制方法的有效性。

1　推挽变换器共模 EMI 噪声模型

1.1　共模噪声频域分析方法

频域法是以系统中 EMI 噪声的传导回路为研究对象，通过对电路进行简化，建立包含噪声源及传导路径的频域等效模型的分析方法。频域法的核心思想是进行合理替代，即通过等效电压源或电流源对电路中的开关元器件进行替代。等效电压源或电流源的工作波形应与实际电路保持一致，以模拟变换器的实际工作状态。需要注意的是，在使用频域法对变换器共模传导噪声进行建模分析时，可能存在多种电压源、电流源替代方案，应结合具体情况具体分析。在搭建频域模型时，要遵循基本的电压、电流定律，避免电压源环路和电流源节点割集[7]。

频域分析法相比于另一种针对 EMI 噪声的常用建模方法——时域法，可以尽可能地规避完整电路中元器件众多、寄生参数提取复杂的问题，同时可以避免系统复杂带来的计算机求解困难、仿真结果受仿真步长限制且不易收敛的问题。频域等效模型可以更加直观地反映出变换器中共模噪声源、共模传导路径对噪声频谱带来的影响。通过频域分析的方法，可以较为快速地对系统共模传导噪声的关键影响因素进行分析，从而对系统 EMI 特性进行优化。

1.2　共模噪声源及共模传导路径

隔离型变换器的传导噪声测试系统架构如图 1 所示。其中：隔离型功率变换器电路结构主要包括一次电路、变压器和二次整流滤波电路；噪声分离器负责分离差共模信号；线路阻抗稳定网络 LISN (line impedance stabilization network)负责在传导干扰频率范围内(150 kHz~30 MHz)提供测试需要的稳定 50 Ω 标准阻抗，同时隔离外部的噪声干扰；EMI 接收机负责对传导噪声的时域信号进行处理获得噪声频谱。

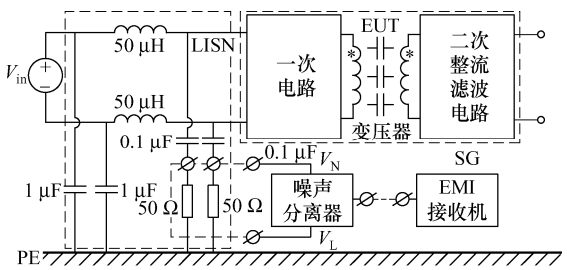


图 1　传导噪声测试系统架构

Fig. 1 Structure of conducted noise measurement system

推挽变换器主要的共模噪声传导路径如图 2 所示。图中：Q_1、Q_2 为交替导通的 2 个开关管；变压器 T_r 为带有中心抽头的四绕组变压器；T_r 二次侧二极管 VD_1 和 VD_2、电感 L_f 与电容 C_o 构成全波整流滤波网络。

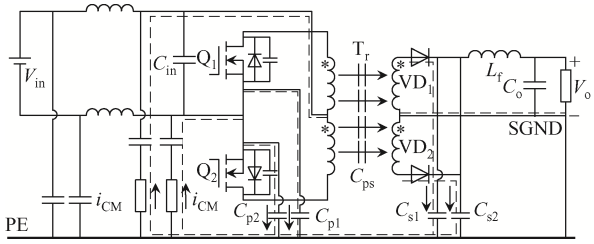


图 2 推挽变换器共模噪声传导路径

Fig. 2 Common-mode noise conduction path of push-pull converter

当推挽变换器中的开关管工作时，其漏极电位迅速变化，产生了高 dv/dt 的电压脉动，这是变换器中的共模噪声源。共模噪声源在传导路径上传导产生的位移电流，即为共模噪声电流。

推挽变换器共模噪声电流 i_{CM} 的传导路径和方向如图 2 中虚线和箭头所示，其经开关管 Q_1、Q_2 的漏极对散热器的寄生电容 C_{p1}、C_{p2} 流入 LISN 回路，经隔离变压器一、二次绕组之间的寄生电容 C_{ps} 和二次侧二极管阴极对散热器的寄生电容 C_{s1}、C_{s2} 流入 LISN 回路，以及经二次侧地对机壳地的寄生电容 C_s 流入 LISN。

1.3 带有中心抽头变压器的两电容模型

推挽变换器的变压器是一个一、二次侧均带有中心抽头的四绕组变压器。变换器工作时，噪声源 dv/dt 作用在变压器绕组上，流经一、二次侧之间的寄生电容产生位移电流，是共模噪声电流 i_{CM} 中关键的一部分，因此对这样一个四绕组变压器的建模是对传导共模干扰噪声进行预测和抑制的关键。

已有研究工作表明，对于任何一个双绕组变压器，都可以用 6 个独立的电容来完全描述其电场分部[8-11]，六电容模型是共模噪声分析中的常用变压器寄生参数模型，模型参数可以通过有限元仿真或端口阻抗分析的方法获得。

由于变压器一次绕组之间的匝间电容与二次绕组之间的匝间电容对共模噪声电流没有影响[1,11-13]，在分析共模噪声传导路径时可以忽略。对双绕组变压器六电容等效模型进行扩展，可以获取有中心抽头的四绕组变压器模型，如图 3 所示。

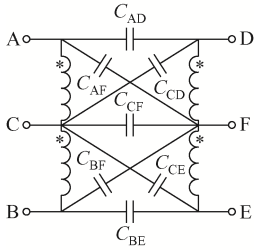


图 3 四绕组变压器七电容模型

Fig. 3 Seven-capacitor model of four-winding transformer

在扩展后的模型中，变压器一、二次侧一共有 7 个寄生电容，在分析时需要考虑的参数众多，且不易求解，需要对其进行简化以方便应用。最常见的简化方法为电流守恒法，其原则是变压器一、二次侧的总位移电流应一致。因此，本文将基于电流守恒对模型进行简化，以减少寄生电容的数量。

通过分析可以得到七电容模型中流过一、二次侧寄生电容的总位移电流 i_{dls} 为

$$\begin{aligned} i_{dls} = {} & C_{AD}\frac{\mathrm{d}(v_A - v_D)}{\mathrm{d}t} + C_{CD}\frac{\mathrm{d}(v_C - v_D)}{\mathrm{d}t} + C_{AF}\cdot \\ & \frac{\mathrm{d}(v_A - v_F)}{\mathrm{d}t} + C_{CF}\frac{\mathrm{d}(v_C - v_F)}{\mathrm{d}t} + C_{BF}\cdot \\ & \frac{\mathrm{d}(v_B - v_F)}{\mathrm{d}t} + C_{CE}\frac{\mathrm{d}(v_C - v_E)}{\mathrm{d}t} + C_{BE}\cdot \\ & \frac{\mathrm{d}(v_B - v_E)}{\mathrm{d}t} \end{aligned} \tag{1}$$

又因为 $v_A - v_C = v_C - v_B = v_p = N_p/N_s \cdot v_s = n \cdot v_s$，且有 $v_D - v_F = v_F - v_E = v_s$，所以式(1)可以改写成

$$i_{dls} = k_1\frac{\mathrm{d}(v_C - v_F)}{\mathrm{d}t} + k_2\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

其中

$$\begin{cases} k_1 = C_{AD} + C_{CD} + C_{AF} + C_{CF} + C_{BF} + C_{CE} + C_{BE} \\ k_2 = n\left(C_{AD} + C_{AF}\right) - n(C_{BF} + C_{BE}) - C_{AD} - \\ \qquad C_{CD} + C_{CE} + C_{BE} \end{cases} \tag{3}$$

根据式(3)可知，变压器中流过的共模噪声电流受到 2 个约束的影响，这意味着 2 个一、二次侧

之间的寄生电容可以实现对带有中心抽头的四绕组变压器的共模噪声电流进行描述，其余 5 个电容可以置零，即视为开路。也就是说从共模噪声的角度来看，图 3 的七电容模型可以简化为两电容模型，即保留 2 个电容 C_{AF}、C_{BF}，将其余的电容置零，简化的两电容模型如图 4 所示。

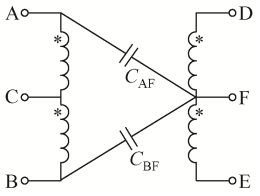


图 4　四绕组变压器两电容模型

Fig. 4 Two-capacitor model of four-winding transformer

前文的分析忽略了漏感对共模噪声的影响。随着频率的增加，漏感的阻抗增大，其带来的影响会更加显著。漏感会与一、二次绕组间的总寄生电容 C_{total} 发生谐振，谐振频率 f_r 为

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{k1}+L_{k2})C_{total}}} \tag{4}$$

f_r 可用于估算推挽变换器两电容模型适用于共模噪声分析的频率范围[6]。当激励源频率 $f<f_r/2$ 时，该模型的准确度较高，因为此时漏感的阻抗远小于寄生电容的阻抗，漏感带来的影响可以忽略；当激励源频率 $f>f_r$ 时，在共模噪声传导回路中漏感的阻抗占主导地位，漏感的影响不能被忽略，该模型不再适用。在通常情况下，谐振频率 f_r 足够大，可以覆盖共模噪声分析在 150 kHz~30 MHz 范围内的主要频段。

1.4 推挽变换器共模噪声模型

获取了变压器的模型后，对推挽变换器进行频域法分析，可推得其共模噪声模型。在应用替代原理进行分析时，需要避免纯电压源环路和纯电流源割集，以保证模型分析的可靠性。

图 5 给出了基于两电容变压器模型的推挽变换器共模噪声等效模型，推导过程如下。首先，将开关管 Q_1 和 Q_2 用波形与其漏、源极电压波形相同的电压源替代，将变压器的一、二次绕组等效为 1 对受控的电压/电流源，其中 C_{p1} 和 C_{p2} 分别为开关管 Q_1 和 Q_2 的漏极对大地之间的电容。然后，为避免出现纯电压源回路，采用与其电流波形相同的电流源替代全波整流二极管 DR_1 和 DR_2。因输入、输出的滤波电容容值较大，在共模噪声传导频率范围内可视为短路；LISN 可以被等效为 25 Ω 阻抗。随后，为了避免纯电流源割集，将滤波电感等效为与其电压波形相同的交流电压源，最终得到推挽变换器的噪声模型。

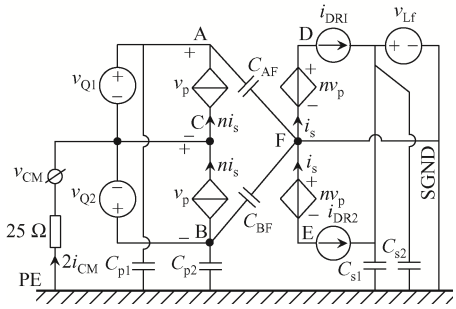


图 5　推挽变换器共模噪声模型

Fig. 5 Common-mode noise model of push-pull converter

基于叠加原理分析电压源和电流源产生的共模噪声，对共模噪声模型进行简化。推挽变换器的实际工况下，当仅考虑开关管 Q_1 和 Q_2 电压源激励时，将电流源 i_{DR1} 和 i_{DR2} 视为短路，由图 5 可知，此时流过二次绕组的电流为 0，因此一次绕组等效的受控电流源电流为 0，可以将其忽略，此时寄生电容 C_{s1} 和 C_{s2} 非共模通路，将其去除；当仅考虑二次侧整流二极管 i_{DR1} 和 i_{DR2} 电流源激励时，将电压源 Q_1 和 Q_2 视为开路，由图 5 可知，此时二次绕组受控电流源 nv_p 电流为 0，电流源 i_{DR1} 和 i_{DR2} 被短路，对共模噪声无影响。综合分析，得到最终简化后的推挽变换器的共模噪声模型，如图 6 所示。

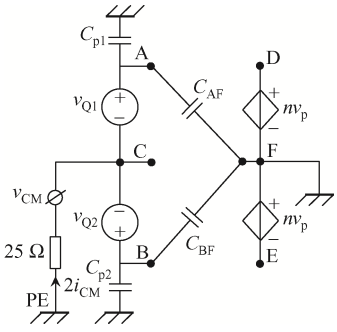


图 6　简化共模噪声模型

Fig. 6 Simplified common-mode noise model

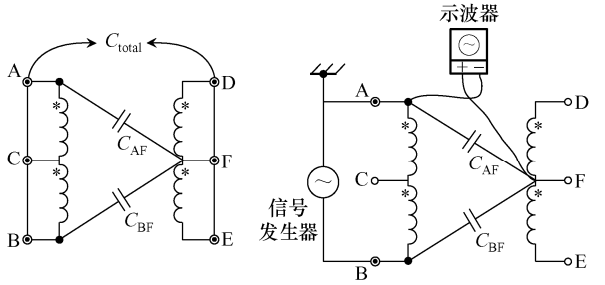
简化模型降低了共模噪声分析的复杂度，直观地反映出变换器中影响共模噪声的因素，对系统电磁兼容进行设计与整改有着重要的指导作用。

2 基于平衡电容的噪声抑制方法

根据上文中提出的四绕组变压器两电容模型，对变压器的寄生电容参数进行提取，如图 7 所示。首先，将变压器一、二次绕组分别短路，通过 LCR 仪或阻抗分析仪测得一、二次绕组之间的结构电容 C_{total}，如图 7(a)所示；其次，在一次绕组 AB 之间通过信号发生器提供激励；然后，通过示波器测量变压器端子 A 与 F 以及 F 与 B 之间的电压 v_{AF}、v_{BF}，如图 7(b)所示。这里需要注意的是，示波器探头会引入自身的寄生电容 C_{probe}，其影响不能忽略。电压测试结果与等效电容的关系为

$$\frac{v_{\text{AF}}}{v_{\text{AB}}}=\frac{C_{\text{FB}}}{C_{\text{total}}+C_{\text{probe}}} \tag{5}$$

$$\frac{v_{\text{BF}}}{v_{\text{AB}}}=\frac{C_{\text{AF}}}{C_{\text{total}}+C_{\text{probe}}} \tag{6}$$



(a) 结构电容参数提取　　(b) 两电容参数提取

图 7　电容参数提取

Fig. 7 Extraction of capacitance parameters

使用阻抗分析仪测得变压器一、二次侧寄生电容 C_{total} 为 124 pF。利用信号发生器给出频率 100 kHz 正弦激励，通过示波器分别实测 v_{AB}、v_{AF} 和 v_{FB} 的幅值和相位，结果见表 1。

表 1　模型参数提取

Tab. 1 Extraction of model parameters

端口电压	幅值/V	相位
v_{AB}	5.60	同相
v_{AF}	3.39	同相
v_{FB}	2.18	同相

需要注意的是，在给定电势差和位移电流的参考方向条件下，两电容模型中的集总电容参数可能存在负值。在本文的研究中，定义当测试端口电压与激励输入电压同相时，电容为正值，反之则为负值。根据示波器探头的说明手册，其寄生电容 C_{probe} 为 3.9 pF，根据式(5)和式(6)，可以计算得到的 C_{AF}、C_{FB} 分别为 54、69 pF。

结合本文的设计中，推挽变换器工作在固定频率开环状态，开关管上管和下管交替导通，变压器端子 A 和 B 之间存在 $v_{\text{Q1}}=-v_{\text{Q2}}$ 的电压关系，变压器一次侧中心抽头端子 C 接输入 V_{in}，变压器二次侧中心抽头端子 F 接地，端子 A 和 B 分别是变压器一次电压的 2 个跳变点。因为上、下管 Q_1 和 Q_2 通常连接在同一个散热器上接地，且开关管与散热器之间通常采用相同厚度的同种绝缘材料，因此 C_{p1} 与 C_{p2} 大致相同。基于简化后的推挽变换器共模噪声模型，从频域的角度对共模电流进行计算分析。

$$\begin{aligned}2i_{\text{CM}}=&\left|\frac{v_{\text{Q1}}}{Z_{\text{AF}}+25//Z_{\text{BF}}}-\frac{v_{\text{Q1}}}{Z_{\text{BF}}+25//Z_{\text{AF}}}\right|=\\&\left|v_{\text{Q1}}\left[\frac{(Z_{\text{BF}}-Z_{\text{AF}})}{(Z_{\text{AF}}+25//Z_{\text{BF}})(Z_{\text{BF}}+25//Z_{\text{AF}})}+\right.\right.\\&\left.\left.\frac{25^2(Z_{\text{BF}}-Z_{\text{AF}})/(25+Z_{\text{AF}})(25+Z_{\text{BF}})}{(Z_{\text{AF}}+25//Z_{\text{BF}})(Z_{\text{BF}}+25//Z_{\text{AF}})}\right]\right|\end{aligned} \tag{7}$$

由式(7)可知，当 $C_{\text{AF}}=C_{\text{BF}}$ 时，Q_1 和 Q_2 开关动作各自产生的 dv/dt 噪声，在流经变压器两电容模型后产生的共模电流可以相互抵消。但是在实际应用中，由于结构上的不完全对称，C_{AF} 与 C_{BF} 并不相等，因此可以通过在变压器一次侧端子 A、B 与二次侧端子 F 之间，添加平衡电容的方法实现对共模噪声的抑制[14]。

3 推挽变换器共模噪声预测

为验证推挽变换器的共模噪声模型以及所提出的共模噪声抑制方法，实验室研制了一台开关

频率为 50 kHz、输入电压为 16 V、输出电压为 22 V、输出功率为 85 W 的推挽变换器样机，如图 8 所示。



图 8　推挽变换器样机

Fig. 8 Prototype of push-pull converter

其中变压器磁芯采用高磁导率超微晶磁材磁芯，一、二次绕组匝比为 5∶5∶7∶7，绕组均匀分布绕制以减小漏感。变压器漏感 L_{k1}=98.50 nH，L_{k2}=198.75 nH，由式(4)计算可得 f_r=26.32 MHz。推挽变换器正常工作状态下开关管的漏源电压波形如图 9 所示。

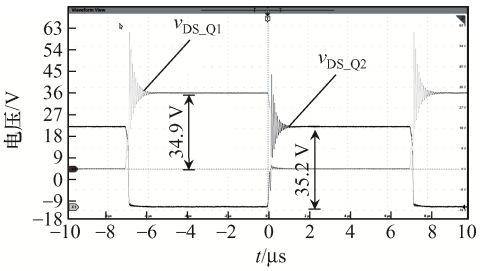


图 9　推挽变换器 MOSFET 管工作波形

Fig. 9 Operating waveform of MOSFET tube in push-pull converter

在 Ltspice 仿真软件中搭建了图 6 所示的简化推挽变换器共模噪声仿真模型。其中，噪声源 v_{DS_Q1}、v_{DS_Q2}采用图 9 中的实测波形，变压器两电容模型采用前文的寄生电容计算值。通过频域模型仿真得到的共模噪声频谱与样机实测获得的共模噪声频谱对比结果，如图 10 所示。

由图 10 可以看到，频域仿真模型与样机实测噪声频谱在第 1 个频点处 100 kHz 拟合得较好，其余频点处仍存在一定的误差。同时在 150 kHz~15 MHz 的噪声频段内，仿真频谱基本反映出共模传导噪声频谱的变化趋势，特别是在 12.36 MHz 处的频谱凸起，对变换器整体的电磁兼容设计和整改都很有意义。实验结果验证了所建立推挽变换器共模噪声模型的准确性。

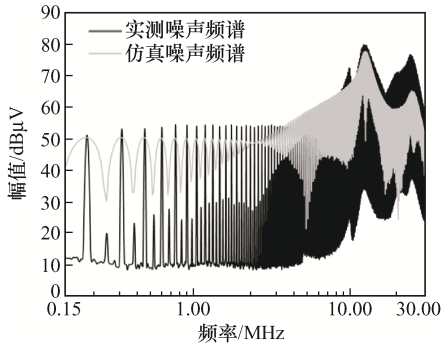


图 10　仿真与实测共模噪声频谱

Fig. 10 Simulated and measured common-mode noise spectra

4　推挽变换器共模噪声抑制验证

根据上文所提出的共模噪声抑制方法，在前文所建立变压器两电容模型中，C_{AF}<C_{FB}且两者相差 15 pF，在此基础上，在端子 A 与 F 之间分别并联了实测值为 5.3、14.9、112.6 pF 的电容，对变换器的共模噪声进行了实测对比。

图 11 给出了添加 5.3 pF 平衡电容前、后的变换器的共模噪声频谱，可见，在并联电容后，变压器两电容模型中 2 个等效电容的差值降低，与原始噪声频谱相比，共模传导噪声在 150 kHz~5 MHz

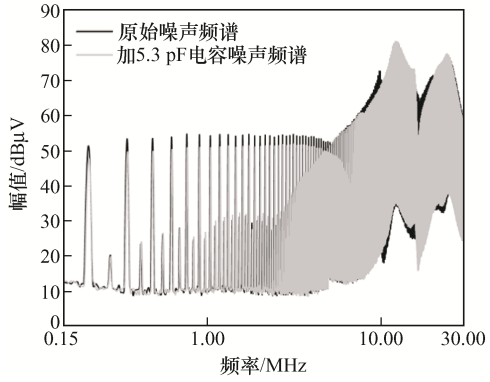


图 11　添加 5.3 pF 平衡电容前、后共模噪声频谱

Fig. 11 Common-mode noise spectra before and after adding balancing capacitor of 5.3 pF

的低频段内且各个噪声频点处均有 3 dBμV 左右的衰减，也就是说，平衡结构降低变压器 2 个寄生电容的容差，可以对共模噪声产生抑制。

图 12 给出了添加 14.9 pF 平衡电容前、后的变换器的共模噪声频谱。由前文的分析可知，针对本文所分析建模的变压器，在端子 A 与端子 F 之间并联一个 15 pF 左右的电容，可以对变换器的共模传导噪声进行最佳抑制。根据对比结果可知，在添加了 14.9 pF 的平衡电容后，变换器的共模传导噪声在低频段得到了明显抑制，200 kHz 频率处的共模噪声幅值由 53.6 dBμV 衰减至 27.2 dBμV，抑制效果明显；在 150 kHz~5 MHz 的频段内，各频点处共模噪声衰减由 26 dBμV 左右逐渐降低至 0，抑制效果逐渐减小。

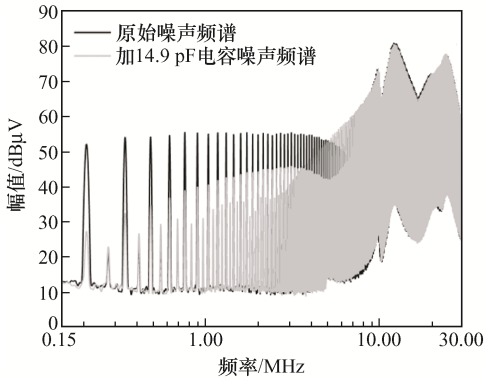


图 12 添加 14.9 pF 平衡电容前、后共模噪声频谱

Fig. 12 Common-mode noise spectra before and after adding balancing capacitor of 14.9 pF

图 13 给出了在变压器端子 A、F 之间并联 112.6 pF 电容 C_{add} 前、后的变换器共模噪声频谱，可见，共模噪声没有得到改善，相比原始噪声频谱反而有了接近 10 dBμV 的提升。这是因为，此时 $C_{AF}+C_{add}>C_{FB}$ 且 $|(C_{AF}+C_{add})-C_{FB}|>15$ pF，基于前文的分析，针对变压器两电容模型的共模噪声抑制是通过减小变压器两电容模型中 2 条共模传导通路上电容的差值来实现的，在并联了 112.6 pF 的电容后，2 个电容差值被进一步放大，因此恶化了共模传导噪声。

针对变压器模型中两电容的差值分别进行了容值减小、平衡和放大补偿 3 组对比实验，实验结果表明电容的设计平衡度决定了对共模干扰抑制的程度。

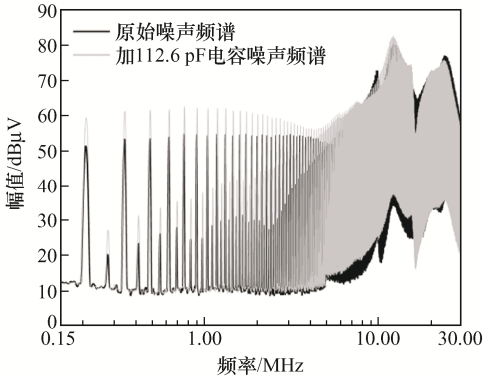


图 13 添加 112.6 pF 平衡电容前后共模噪声频谱

Fig. 13 Common-mode noise spectra before and after adding balancing capacitor of 112.6 pF

5 结语

本文推导了推挽变换器中一、二次侧均带有中心抽头的四绕组变压器模型，并通过简化获取了其两电容模型。在此基础上，通过频域分析法，建立并完成了推挽变换器的频域共模噪声模型简化。针对简化后的变压器模型，本文讨论了变压器寄生电容参数的提取方法，并提出了一种基于平衡电容的共模噪声抑制方法。实验结果验证了模型的准确性及抑制方法的有效性。

参考文献：

[1] 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.

[2] 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.

[3] Bai Yongjiang, Yang Xu, Li Xinlei, et al. A novel balanced winding topology to mitigate EMI without the need for a Y-capacitor [C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA：IEEE, 2016: 3623-3628.

[4] Fei Chao, Yang Yuchen, Li Qiang, et al. Shielding technique for planar matrix transformers to suppress

common-mode EMI noise and improve efficiency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1263-1272.

[5] Xie Lihong, Ruan Xinbo, Ye Zhihong. Equivalent noise source: an effective method for analyzing common-mode noise in isolated power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2913-2924.

[6] 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.

[7] 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)

[8] Prieto R, Asensi R, Cobos J A, et al. New modeling strategy for high frequency magnetic components [C]// Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Orlando, FL, USA, 1995: 246-251.

[9] Prieto R, Asensi R, Cobos J A, et al. Model of the capacitive effects in magnetic components [C]// Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference. Atlanta, GA, USA, 1995: 678-683.

[10] Biela J, Kolar J W. Using transformer parasitics for resonant converters: a review of the calculation of the stray capacitance of transformers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(1): 223-233.

[11] Meng Peipei, Zhang Junming, Chen Henglin, et al. Characterizing noise source and coupling path in Flyback converter for common-mode noise prediction [C]// 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Fort Worth, TX, USA, 2011: 1704-1709.

[12] 李唐兵，许加柱，童涛，等. 直流偏磁下大型变压器的振动和噪声特性分析及特征识别方法研究[J]. 电源学报. 2025, 23(2): 133-141.
Li Tangbing, Xu Jiazhu, Tong Tao, et al. Analysis of vibration and noise characteristics of DC-biased large-scale transformer and research on characteristics recognition method [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(2): 133-141. (in Chinese)

[13]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)

[14] Li Yiming, Zhang Huan, Wang Shuo, et al. Investigating switching transformers for common mode EMI reduction to remove common mode EMI filters and Y-capacitors in flyback converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 2287- 2301.



吴岳哲

作者简介：

吴岳哲(2000—　)，男，硕士研究生。研究方向：航空电源和功率电力电子变换技术。E-mail：Wu.yzh@nuaa.edu.cn。

郑成君(1979—　)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：星载微波放大器电源设计，电磁兼容。E-mail：zhengcj@cast504.com。

杜子凯(1985—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：卫星载荷系统，星载电源设计。E-mail：ilvyzz@163.com。

马奎安(1985—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：星载微波放大器电源设计。E-mail：makuian888@126.com。

任小永(1979—　)，男，博士，教授。研究方向：高频/超高频功率电子变换技术，宽禁带器件应用技术，储能与控制。E-mail：renxy@nuaa.edu.cn。

陈乾宏(1974—　)，女，博士，教授。研究方向：无线供电技术，磁集成技术，高频谐振变换器以及航空航天电源。E-mail：chenqh@nuaa.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)