

# 考虑磁场频率特性的 变压器共模 EMI 宽频建模方法

徐策<sup>1</sup>, 张方华<sup>1</sup>, 董光冬<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 210016;

2. 上海卫星工程研究所, 上海市闵行区 201109)

## Wideband Modeling Method of Transformer Common-mode EMI Considering Frequency Characteristics of Magnetic Field

XU Ce<sup>1</sup>, ZHANG Fanghua<sup>1</sup>, DONG Guangdong<sup>2</sup>

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China; 2. Shanghai Institute of Satellite Engineering, Minhang District, Shanghai 201109, China)

**ABSTRACT:** Transformer is the significant path of common-mode noise in isolated converters, correlating with the conducted and radiated EMI performance. The existing transformer equivalent circuit modeling methods lack accurate prediction capabilities for the wideband common-mode characteristics of multi-layer interleaved windings. Aimed at this problem, this paper analyzed the sensitivity of common-mode noise path to inductances and the reason why existing circuits are not applicable for interleaved windings. An improved method was proposed. The model can exhibit the wideband magnetic fields of transformers through extracting inductances with magnetic field simulations. Meanwhile, the model can represent the common-mode paths and the potential distributions through improving equivalent circuits. Taking wire-wound transformers as the objects and S21 parameter as the evaluation of common-mode performance, the measured and simulated results have good consistency from 150kHz to 100MHz, revealing that the improved model can accurately predict and evaluate the performance and resonances of transformers, which expands the applicability of existing models.

**KEY WORDS:** transformer; electromagnetic interference (EMI); common-mode noise; magnetic field characteristic; modeling

**摘要:** 变压器是隔离型变换器的关键共模噪声路径, 与传导和辐射电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)性能紧密

关联。现有变压器 EMI 等效电路建模方法对多层交错绕组的宽频共模特性缺乏准确预测能力, 文中针对该问题分析了变压器共模噪声路径对电感参数的敏感性, 以及现有电路结构不适用于交错绕组的原因, 提出一种改进型建模方法。通过磁场仿真提取电感频率特性参数, 使模型能够反映变压器的宽频磁场特性。同时, 通过改进等效电路结构, 正确表示共模噪声路径和绕组电势分布。以绕线式变压器为对象, S21 参数为变压器共模 EMI 性能的评估方法, 实际测量与电路仿真结果在 150kHz~100MHz 具有较好一致性, 表明改进型建模方法能够在宽频段准确预测、评估变压器的共模性能和谐振尖峰, 扩展了现有模型的适用范围。

**关键词:** 变压器; 电磁干扰; 共模噪声; 磁场特性; 建模

## 0 引言

随着功率变换器的高开关频率、高功率密度发展趋势, 日益严重的电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)问题引起了广泛关注。共模噪声不仅是变换器在 150kHz~30MHz 频段的传导共模干扰性能评估依据, 同时, 由于回路包围的面积大, 共模噪声也极易引起 30~100MHz 频段的辐射噪声超标<sup>[1-2]</sup>, 影响其他电气设备的正常工作。对于隔离型变换器, 变压器是决定共模噪声强度的关键器件, 通过建立分析模型实现变压器共模 EMI 特性在宽频段的准确预测和评估, 能够为变换器的 EMI 优化设计奠定基础<sup>[3-5]</sup>。然而, 变压器是兼具磁场和电场特性的复杂磁性元件, 并且绕组排布通常需要根据变换器拓扑结构进行修改。因此, 通过 EMI 建模对各类绕组结构实现宽频共模特性准确预测

基金项目: 国家自然科学基金项目(51777094)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51777094).

的难度大幅增加。

变压器绕组之间的寄生电容是共模噪声在功率变换器内的关键传输路径。现有研究提出了多种集总电容模型，能在传导干扰的中低频段(150kHz~10MHz)实现变压器共模特性的准确预测<sup>[6-10]</sup>。此类建模方法基于电场能量<sup>[6-7]</sup>或位移电流<sup>[6,8-10]</sup>守恒原则，假设磁场特性不影响共模噪声的流通，推导所得电路模型不存在表征磁场耦合特性的互感或漏感。这一假设条件虽然简化了共模噪声的分析过程，但是与实际测量结果相比，集总电容模型对变压器共模 EMI 特性的预测结果一般在 10MHz 以上尤其是谐振点附近就会出现较大偏差，显然无法满足需求。

在集总电容模型的基础上，通过加入电感参数改进电路结构，能够进一步提升模型对变压器共模 EMI 特性的表征能力。现有研究提出了考虑电、磁场相互耦合的磁电模型<sup>[11-13]</sup>。文献[11]为每个绕组添加了 4 个等效漏感，能够反映变压器共模特性的高频谐振，适用频段较宽。但漏感数值只能通过变压器阻抗的实际测量结果反推获得，属于数学拟合的方法，模型数值的物理意义不足。文献[12-13]在原有三电容模型<sup>[6]</sup>的基础上提出了如图 1 所示的三电容 EMI 特性模型。 $C_{PS1}$  位于原、副边高电势端之间， $C_{PS2}$  跨接原、副边绕组宽度的中位， $C_{PS3}$  位于低电势端之间； $L_{P1}$  和  $L_{P2}$  均为原边自感的 1/4， $L_{S1}$  和  $L_{S2}$  均为副边自感的 1/4，各自感之间存在互感。在变换器 EMI 关注的频率范围内，变压器磁芯的磁导率、磁场分布随频率变化，而现有磁电模型中的电感参数都是恒定值，这显然与实际物理现象不符<sup>[14]</sup>。因此，现有建模方法虽然能够反映变压器在传导干扰高频段(10~30MHz)的共模特性，但是对辐射干扰频段仍缺乏准确的预测能力。为了满足变压器宽频共模 EMI 分析的需求，有必要关注磁场、电感频率特性的产生机理及该特性对变压器共模 EMI 的影响程度，进而确定建模方法的改进思路。

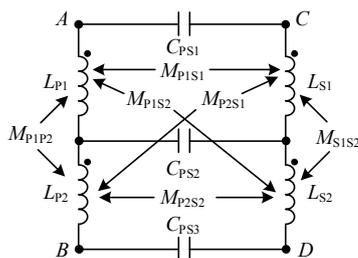


图 1 变压器三电容 EMI 特性模型

Fig. 1 Three-capacitor EMI model of transformer

此外，一些建模方法仅基于层数少、非交错的绕线式变压器进行了预测结果的准确性验证<sup>[11-15]</sup>。事实上，变压器常采用多层交错的绕组排布来减小漏感和交流电阻<sup>[16-17]</sup>，改变寄生电容和电势分布的同时也增加了建模难度。在文献[6,12-13]提出的等效电路里，集总电容的连接位置仅与原、副边的端点电势相关，适用于非交错绕组结构。但由于忽略了交错绕制产生的绕组电势分布变化，无法准确反映共模噪声特性，致使仿真预测与实际测量的结果之间存在偏差。该现象普遍存在于具有多层交错结构的绕线和平面变压器，为顺应变换器绕组优化的发展趋势，有必要改进电路结构的构建方法，提高对复杂绕组排布的适用性。

为解决上述问题，本文分析现有三电容 EMI 特性模型在变压器宽频共模特性预测中存在的缺陷，提出一种改进型建模方法。该方法一方面给出电感频率特性参数的提取方法，另一方面也根据绕组实际排布改进等效电路的构建方法，使模型能够有效反映变压器的宽频磁场特性及共模噪声传递路径。 $S_{21}$  参数是 S 参数中的正向传输系数，能够反映变压器的插入损耗水平，因此作为变压器共模 EMI 性能在本文的评估方法。基于两款不同绕组排布的绕线式变压器样品，对比  $S_{21}$  参数的实际测量和模型仿真结果。实验结果表明，改进建模方法在 150kHz~100MHz 的频段内对交错和非交错绕组均能实现变压器共模特性的准确预测。

### 1 变压器磁电模型的建模方法缺陷

现有文献提出的磁电模型<sup>[12-13]</sup>在不可忽略磁场、电场相互耦合的频段有一定应用价值，但也存在两点缺陷：一方面，未考虑电感频率特性参数对共模噪声路径的影响；另一方面，也未针对多层交错绕组给出适用的等效电路结构。因此，无法准确预测多层交错变压器的宽频共模 EMI 特性。以下分析以绕线式变压器为例，同样也适用于具有相似结构的平面变压器。

#### 1.1 共模路径对电感参数的敏感性分析

紧密耦合的原、副边绕组之间存在不可忽视的寄生参数，变压器绕组脉动电压施加在寄生电容上产生共模噪声电流，共模噪声传输路径的特性是变压器共模特性的决定性因素之一。图 1 所示的三电容 EMI 特性模型通过 3 个等效电容表征共模噪声路径。为便于电路分析，对表征磁场的自、互感参数

进行解耦、简化，得到图 2 所示等效电路。其中， $C_{PS2}$  所在路径的阻抗为

$$Z = -j\omega(M_{P1P2} + M_{S1S2}) + \frac{1}{j\omega C_{PS2}} \quad (1)$$

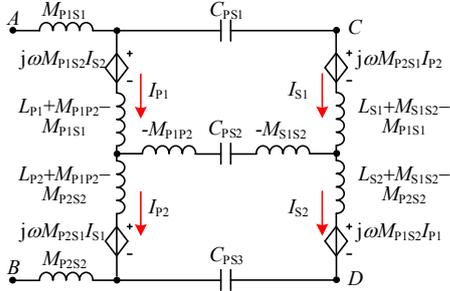


图 2 互感参数解耦的等效电路模型

Fig. 2 Equivalent circuit model with decoupled mutual inductances

不难发现  $C_{PS2}$  所在路径的特性由电容和电感共同决定。将该阻抗等效为一个电容  $C_{eq}$ ：

$$C_{eq} = \frac{C_{PS2}}{1 + \omega^2 C_{PS2} (M_{P1P2} + M_{S1S2})} \quad (2)$$

表达式的分母存在角频率平方、电容和互感的乘积。虽然  $C_{PS2}$  仅与结构电容成比例而与噪声频率无关<sup>[6,12-13]</sup>，但是互感不仅与绕组相对位置有关，还应该与磁场的频率特性有关<sup>[14]</sup>。换言之，变压器共模噪声路径对电容的敏感性是固定的，但对互感的敏感性是随噪声频率变化的。

现有磁电模型使用了恒定的电感数值，而未考虑其频率特性。因此在电感发生明显变化的频段，模型必然无法实现变压器共模特性的准确预测。电感频率特性的产生机理以及数值的变化规律，也就成为改进建模方法的重要关注点。

### 1.2 模型对多层交错绕组结构的适用性分析

在共模噪声路径以外，绕组的电势分布也是变压器共模特性的决定性因素之一。一些常见的变压器绕组排布结构如图 3 所示， $A$ 、 $B$  为原边高、低

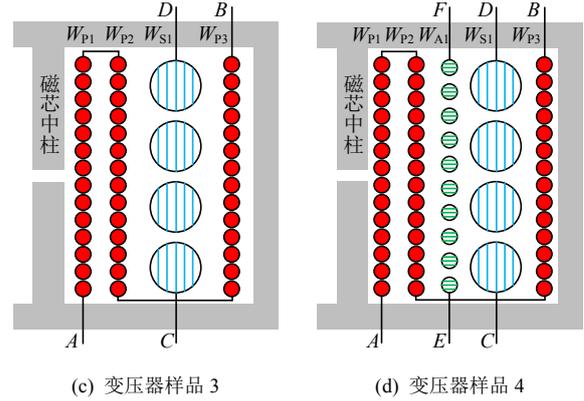


图 3 变压器样品结构图

Fig. 3 Structure of transformer samples

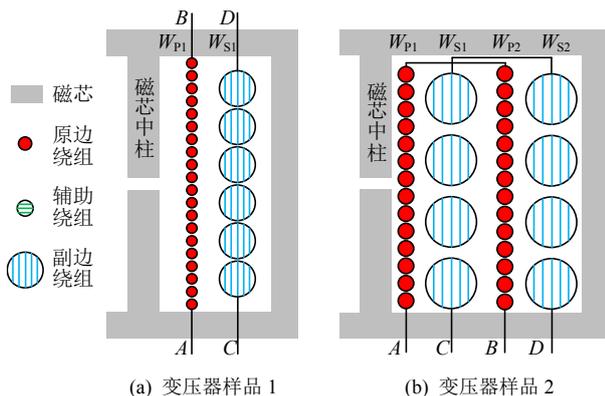
电势点， $C$ 、 $D$  为副边高、低电势点。对单层原、副边结构，例如样品 1， $W_{P1}$  与  $W_{S1}$  之间的寄生电容即为共模噪声路径，而这两层绕组端部的电势也恰好是原、副边的高、低端电势，因此图 1 所示三电容 EMI 特性模型的电路结构适用于样品 1。

然而，变压器常采用的多层交错排布方式改变了共模路径和电势分布，并导致了现有模型的适用性问题。大匝比变压器的原边通常为多层而副边仅为单层，可能形成如样品 3 所示结构。此时相隔的  $W_{P1}$  与  $W_{S1}$  之间寄生电容极小，几乎没有共模位移电流，相邻的  $W_{P2}$ 、 $W_{P3}$  与  $W_{S1}$  之间的电容才是有效共模噪声路径。而  $W_{P2}$ 、 $W_{P3}$  的总匝数仅占原边的 2/3，即  $W_{P2}$  的高端电势低于原边的  $A$  点电势。若仍按照现有三电容 EMI 特性模型构建电路，将  $C_{PS1}$  放置在原、副边的  $A$  和  $C$  点之间，则相当于在  $C_{PS1}$  两端施加了过高的电压，导致共模噪声的仿真预测结果偏高。此外，由于变换器电路设计需要，通常还存在给控制电路供电的辅助绕组  $W_{A1}$ ，形成样品 4 所示结构。有效路径和电势分布对共模噪声的影响将进一步改变。

现有磁电模型在等效电路的构建过程中未考虑对不同绕组结构的适用性，导致共模路径等效电容两端的电压与实际情况不符，因此共模特性的预测结果也必然与实测结果存在较大偏差。

## 2 改进型变压器建模方法

基于前文对现有三电容 EMI 特性模型在电感参数和电路结构两方面存在的缺陷分析，为准确反映变压器在宽频段的共模 EMI 特性，本文按照构建等效电路、提取电路参数的建模顺序，提出了改进型变压器建模方法。



2.1 等效电路构建方法

改进电路结构的主要目标是给出一种通用的等效电路构建步骤，确保模型能更准确地反映变压器的实际共模路径以及电势分布，从而普遍适用于各类绕组排布、结构类型的变压器。对于一个绕组排布结构已知的变压器，改进型等效电路构建方法的具体步骤如下：

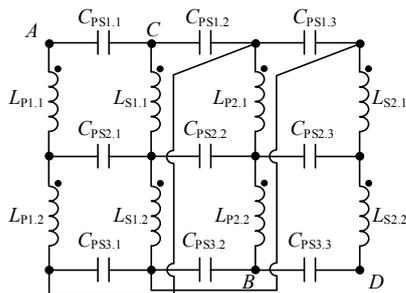
1) 识别有效共模路径：该方法适用于各层均为紧密绕制、占满整层窗口空间的绕组，默认非相邻层绕组之间因电场耦合程度很低而不存在有效共模路径。此时，每两层相邻层绕组间的寄生电容如果能为原、副边之间的共模噪声提供流通路径，即为一个有效共模路径。

2) 构建电容网络：每个有效共模路径都需要表征为一个三电容模型。以各层绕组的高、低电势端作为三个电容连接位置的依据，代替现有模型以原、副边整根绕组的高、低电势端作为依据的方式。电容数值的确定方式沿用文献[6]的推导结果，通过阻抗分析仪分别测量每条有效共模路径的结构电容  $C_0$ ，设置  $C_{PS1}$ 、 $C_{PS2}$ 、 $C_{PS3}$  的数值依次为  $C_0/6$ 、 $2C_0/3$ 、 $C_0/6$ 。

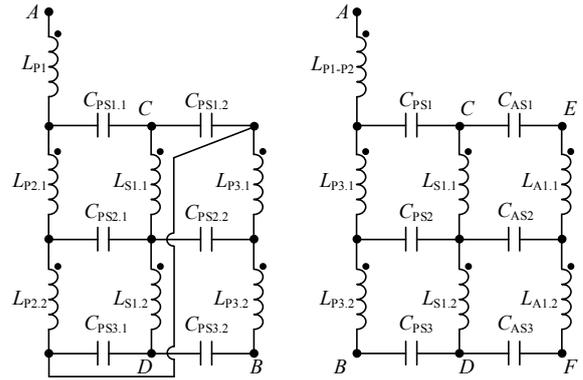
3) 确定电势分布：构成有效共模路径的每层绕组都表征为两个串联的自感，各自感的两端即为三电容模型的连接位置。其余绕组无有效路径，因此可用一个自感代替。任意两个自感之间均存在互感，所构成的阻抗网络决定了电路模型的电势分布，并将影响最终的共模特性仿真预测结果。

按照以上步骤，以图3中常见的多层交错绕组为例，图4给出了相应的改进型电路结构。对层数更多的变压器绕组，可以仿照示例扩展电路。为避免参数混杂影响阅读，所有互感均未标出。

变压器样品2代表原、副边完全交错的绕组结构，相邻绕组之间均存在有效共模路径，形成如图4(a)所示电路。 $W_{P1}$ 绕组等效为  $L_{P1.1}$ 和  $L_{P1.2}$ ， $W_{P2}$ 绕组等效为  $L_{P2.1}$ 和  $L_{P2.2}$ ，理论上这4个自感相等，



(a) 变压器样品2



(b) 变压器样品3

(c) 变压器样品4

图4 变压器样品三电容 EMI 特性模型的改进电路结构  
Fig. 4 Improved circuit configurations of three-capacitor EMI model for transformer samples

相应的副边4个自感  $L_{S1.1}$ — $L_{S2.2}$ 也相等。变压器样品3的电路结构如图4(b)所示，不存在有效共模路径的  $W_{P1}$ 绕组可用自感  $L_{P1}$ 代替。 $L_{P1}$ 的存在修正了电容  $C_{PS1.1}$ 的连接位置及其两端电压，有效反映绕组电势分布对共模噪声的影响。变压器样品4在样品3的基础上增加了  $W_{A1}$ 辅助绕组，不存在有效共模路径的  $W_{P1}$ 和  $W_{P2}$ 两层绕组可用一个自感  $L_{P1-P2}$ 代替，形成图4(c)所示结构。

至此，等效电路的构建方法已给出，但电感数值仍然未知，后文将对其频率特性的产生和提取过程进行详述。

2.2 电感参数对磁场频率特性的敏感性分析

电感参数与磁场特性相关，后者可能随噪声频率和磁导率变化<sup>[14]</sup>，从而改变变压器共模特性对电感的敏感性，因此有必要首先分析磁场频率特性的产生机理。

首先给出变压器单侧窗口的等效磁路模型如图5所示，其中： $NI$ 为绕组通过电流后产生的磁动势； $\Phi_{c1}$ 、 $\Phi_{c2}$ 、 $\Phi_{c3}$ 为经过变压器磁芯各边柱的磁通； $\Phi_{air1}$ 、 $\Phi_{air2}$ 、 $\Phi_{air3}$ 为各边柱周围的空气磁通； $\Phi_{air4}$ 为绕组与磁芯之间的空气磁通。以上磁通对应支路的等效磁阻命名为磁芯磁阻  $R_c$ 或空气磁阻  $R_{air}$ ，下标与磁通的编号关联。其中， $R_c$ 与磁芯的相对磁导率  $\mu_r$ 成反比， $\mu_r$ 为由表征电感特性的实部  $\mu'_r$ 和表征损耗特性的虚部  $\mu''_r$ 构成的复数。各  $R_c$ 与  $R_{air}$ 并联后的等效磁阻取决于  $R_c$ 和  $R_{air}$ 中数值较小者，按照实际物理结构连接，其中磁柱1—3的总磁阻为

$$R_{\Sigma 1-3} = \frac{R_{c1}R_{air1}}{R_{c1} + R_{air1}} + \frac{R_{c2}R_{air2}}{R_{c2} + R_{air2}} + \frac{R_{c3}R_{air3}}{R_{c3} + R_{air3}} \quad (3)$$

完整磁路的总磁阻为

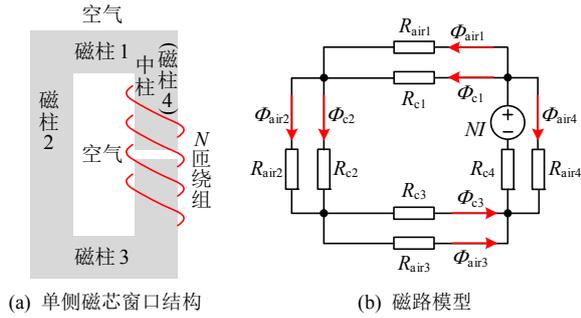


图 5 变压器磁路模型

Fig. 5 Magnetic circuit model of transformer

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{\Sigma 1-3} R_{air4}}{R_{\Sigma 1-3} + R_{air4}} + R_{c4} \quad (4)$$

可知各支路的磁通表达式，以磁柱 1 为例：

$$\Phi_{c1} = \frac{NI}{R_{\Sigma}} \cdot \frac{R_{air4}}{R_{\Sigma 1-3} + R_{air4}} \cdot \frac{R_{air1}}{R_{air1} + R_{c1}} \quad (5)$$

$$\Phi_{air1} = \frac{NI}{R_{\Sigma}} \cdot \frac{R_{air4}}{R_{\Sigma 1-3} + R_{air4}} \cdot \frac{R_{c1}}{R_{air1} + R_{c1}} \quad (6)$$

基于式(5)、(6)即可分析磁芯特性对磁场特性和电感参数的影响。空气的导磁能力很弱，由于低频段磁芯磁导率远高于空气，因此  $R_c$  较小，总磁阻维持在低水平， $\Phi_c$  占主导地位，即各绕组产生的磁通主要限定于磁芯内部；众所周知，磁芯磁导率将随着频率的提升而降低并逐渐接近空气，所以  $R_c$  提升至与  $R_{air}$  相当的水平，致使总磁阻增加且  $\Phi_{air}$  占比升高，空气中的漏磁不可忽视。

从绕组自感的角度来看，电感值与匝数  $N$  的平方成正比，与总磁阻成反比，因此自感将会随频率的升高而逐渐降低。从互感的角度来看，严重的漏磁导致绕组之间的磁场耦合程度随频率升高而降低，互感也呈现降低的趋势。这一现象显然与现有三电容 EMI 特性模型中使用的恒定电感参数不同，是本文改进建模方法的关注重点。

### 2.3 电感频率特性参数的提取方法

为完善共模 EMI 建模方法，需要针对具有频率特性的电感参数给出提取方法。绕组自感可以通过阻抗分析仪测得，耦合绕组之间的互感也能通过不同连接方式下的阻抗测量间接得到。如图 6(a)连接两绕组的  $B$ 、 $D$  端，测量  $A$ 、 $C$  之间的阻抗代表绕组的反向串联，对应于图 6(b)的解耦模型。以相似方式连接  $B$ 、 $C$  端获得正向串联结果，通过两种连接方式的差值即可求得互感。但实测结果的准确性易受两方面影响：一方面，连接端子的导线会引入少量寄生电感，影响互感结果的精度；更重要的是，

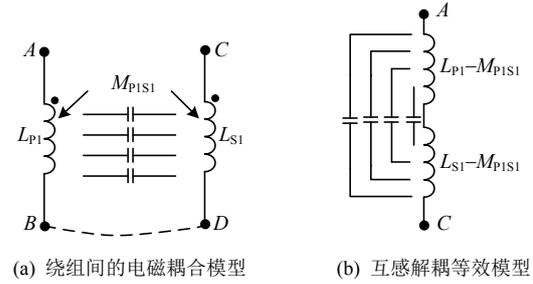


图 6 通过阻抗测量提取绕组间的互感参数

Fig. 6 Extract inter-winding mutual inductances through impedance measurement

绕组间存在寄生电容，阻抗曲线的高频段已不再单一反映电感的特性。实际测量只能获得绕组自感、互感的中低频初始值，难以满足宽频建模的需求。

针对以上问题，本文通过构建变压器 3D 模型，使用基于有限元法的 Ansys Maxwell 软件进行磁场仿真，提取自感、互感的频率特性参数<sup>[18]</sup>。

磁芯磁导率随频率的变化影响了电感参数，但 Maxwell 软件每次求解只能针对磁芯在某一频点下的固定磁导率，这就需要对不同频段进行逐次求解，以覆盖建模的目标频段<sup>[14]</sup>。理论上求解频点选取越密集，电感参数的频率特性曲线就越平滑、接近实际物理值，但也将大幅增加仿真求解次数。通常可以根据磁导率曲线的趋势选择求解频点，例如本文所使用 DMR95 锰锌铁氧体磁材的磁导率实部  $\mu'_r$  和虚部  $\mu''_r$  如图 7 所示，数据来源于阻抗分析仪及其配套磁性材料测试夹具构成的测量平台。与电感密切相关的  $\mu'_r$  在 1~10MHz 频段存在明显的下降趋势，需要密集取点。然而，变压器磁芯会根据电气性能设计需求开有气隙，改变磁芯的实际导磁能力，使得求解频点的选取密度缺乏依据，若盲目增加求解次数将大幅降低建模效率。

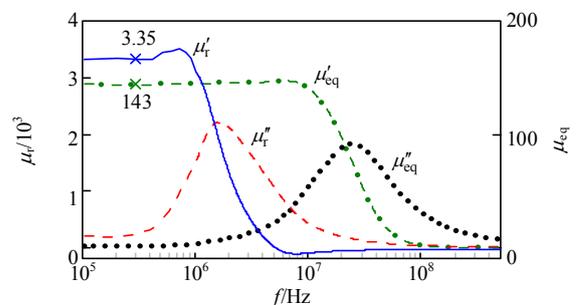


图 7 磁芯材料的复数磁导率和包含气隙的等效磁导率  
Fig. 7 Complex permeability of magnetic core material and equivalent complex permeability of core with air gap

由于气隙主要在  $\mu'_r$  远高于空气特性的频段产生影响，根据前文对图 5 的磁路分析可知该频段由

$R_c$  所在支路主导,  $R_{air}$  可忽略并且能够将磁路模型简化为多个  $R_c$  的串联。磁阻与磁路长度  $l$ 、相对磁导率  $\mu_r$ 、截面积  $A$  的关系如式(7), 通过式(8)对串联的磁芯磁阻和气隙磁阻进行等效:

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (7)$$

$$\frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{l_{gap}}{\mu_0 A_{gap}} = \frac{l_c + l_{gap}}{\mu_0 \mu_{eq} A_{eq}} \quad (8)$$

式中:  $l_c$  和  $l_{gap}$  为磁芯的磁路长度和气隙长度;  $A_c$ 、 $A_{gap}$ 、 $A_{eq}$  分别为磁柱端面积、气隙面积和等效面积。整理上式可得等效磁导率  $\mu_{eq}$  为

$$\mu_{eq} = \frac{l_c + l_{gap}}{\frac{A_{eq}}{A_c} \frac{l_c}{\mu_r} + \frac{A_{eq}}{A_{gap}} l_{gap}} \quad (9)$$

根据式(9)得到  $\mu_{eq}$  的频率特性曲线, 明确实部  $\mu'_{eq}$  存在明显下降趋势的频段并进行密集取点, 可以作为开气隙后的求解频点选取依据。值得注意的是, 虽然气隙处的边缘效应将产生磁场分布的扩散, 致使  $A_{gap}$  大于  $A_c$ , 但是在功率变换器的变压器设计过程中, 一般会通过合适的磁芯结构选型避免气隙过大而引起损耗增加、近场耦合等问题。因此, 通常  $l_{gap}$  相对于磁柱端面的尺寸很小, 气隙周围的边缘磁通也较少, 可以近似认为  $A_c$ 、 $A_{gap}$ 、 $A_{eq}$  三者相等, 进而简化式(9), 则  $\mu_{eq}$  仅取决于  $l_c$ 、 $l_{gap}$  和  $\mu_r$ 。另外, 式(9)的计算结果并不用于磁场仿真算法, 未考虑边缘效应而引起的误差也仅对取点密度稍有影响, 但不会降低电感参数本身的准确性。当  $l_c$  和  $l_{gap}$  分别为 30 和 0.2mm 时, 计算开气隙后  $\mu_{eq}$  的实部  $\mu'_{eq}$  和虚部  $\mu''_{eq}$ , 与磁芯材料本身的特性在图 7 进行对比。气隙的存在使得  $\mu'_{eq}$  初始值由约 3350 降低至 143, 幅值明显降低的区域改变为 10~100MHz, 理论上此时的自感、互感与  $\mu'_{eq}$  具有相同变化趋势。该情况下在 10MHz 以内的区域仅取 1~2 个频点, 而在 10~100MHz 均匀取 10 个点, 基本可以表征 100MHz 以内电感参数的频率特性。

明确磁场仿真求解频点的选取依据后, 本文给出电感参数提取方法的具体步骤如下:

1) 选择求解器: Maxwell 软件 3D 仿真模块提供的静磁场和涡流场求解器均可实现磁场仿真, 进而提取电感参数。但只有涡流场求解器才能通过设置求解频率来计入涡流效应对高频下磁场分布特性的影响, 因此作为本文的求解器选择。

2) 构建变压器 3D 模型: 通过实际测量获得绕组模型的物理尺寸, 包括绕组线径、气隙长度等信息, 绘制变压器 3D 模型。不影响磁场仿真结果的物理结构无需建模, 但应保留这些结构对导体间物理距离(绕组间距)的影响。例如, 忽略磁导率与空气相似的导线绝缘漆皮和层间绝缘胶带将大幅度降低剖分网格数量, 提高仿真效率。

3) 设置材料特性: 对开有气隙的变压器, 通过产品手册或阻抗分析仪测量, 获取磁芯  $\mu_r$  频率特性并根据式(9)计算  $\mu_{eq}$ 。基于前文分析, 求解频点的选择密度应当参照  $\mu_{eq}$  随频率的变化趋势, 但由于 3D 模型已保留了气隙结构, 因此各频点下磁芯的磁导率幅值仍按照磁材本身的  $\mu_r$  设置。

4) 添加激励并求解电感: 电路模型的每个自感代表一部分绕组, 需要添加一个电流激励, 即激励的数量等于电路模型自感的数量。仿真求解频点与磁芯磁导率的选点一致。Maxwell 软件进行磁场仿真获取电感的原理如式(10)—(12),  $Im$  表示取虚部。对求解域  $V$  内的 3D 结进行自加密网格剖分, 通过有限元法计算各网格内的磁通密度  $B$ 、磁场强度  $H$ , 积分得到磁场能量  $W_m$ 。  $W_{ii}$  和  $L_i$  是施加第  $i$  个电流激励  $I_i$  得到的磁场能量以及自感,  $W_{ij}$  和  $M_{ij}$  是施加电流激励  $I_i$  和  $I_j$  得到的磁场能量以及互感<sup>[18-20]</sup>。软件将对每个求解频点分别输出一个电感参数矩阵, 矩阵的行、列数都等于电流激励数量, 对角线元素为自感, 其余为互感。整理以上参数, 每个电感参数均为一组随频率变化的变量。

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V B \cdot H dV \quad (10)$$

$$L_i = \frac{2 \text{Im}(jW_{ii})}{I_i^2} \quad (11)$$

$$M_{ij} = \frac{\text{Im}(jW_{ij}) - \frac{1}{2} L_i I_i^2 - \frac{1}{2} L_j I_j^2}{I_i I_j} \quad (12)$$

5) 建立电路模型: 在本文改进的等效电路构建方法基础上, 代入以上自感、互感的频率特性参数, 获得完整的改进型变压器电路模型。

### 3 实验验证

为验证改进型变压器建模方法的有效性, 本文绕制了图 3 所示的绕线式变压器样品 1 和样品 4 作为实验对象。变压器的主要参数如表 1 所示, 绕组均为单股圆截面导线, 磁芯材料的磁导率特性即

表 1 变压器主要参数

Table 1 Parameters of transformer samples			
编号	参数	详细信息	
	$W_{P1}$	20 匝	0.3mm 漆包线
	$W_{S1}$	6 匝	0.65mm 绝缘线
	样品 1	磁芯	材料: DMR95 锰锌铁氧体, 型号: RM8
	气隙	长度: 0.2mm	
	胶带	厚度: 0.03mm, 层数: 相邻绕组之间 2 层	
	$W_{P1}, W_{P2}, W_{P3}$	各 14 匝	0.24mm 漆包线
	$W_{S1}$	4 匝	0.55mm 绝缘线
	样品 4	磁芯	材料: DMR95 锰锌铁氧体, 型号: PQ20
	气隙	长度: 0.2mm	
	胶带	厚度: 0.03mm, 层数: 相邻绕组之间 2 层	

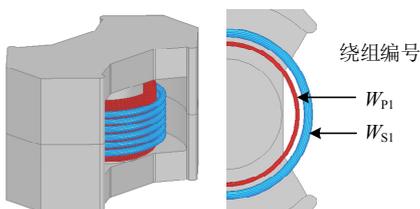
图 7 中  $\mu'_r$  和  $\mu''_r$  曲线。

首先, 构建等效电路。根据前文分析, 现有三电容 EMI 特性模型(图 1)仍适用于非交错绕制的样品 1, 而交错绕制的样品 4 需要使用图 4(c)所示的改进结构。通过阻抗分析仪测量相关绕组之间的结构电容  $C_0$ , 设置模型中的电容<sup>[6]</sup>, 具体数值如表 2 所示。

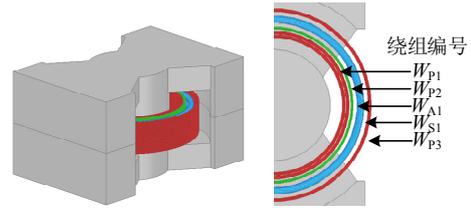
表 2 变压器样品电容参数

Table 2 Capacitances of transformer samples			
编号	相关绕组	$C_0/pF$	电路参数/pF
样品 1	$W_{P1}, W_{S1}$	10.82	$C_{PS1}=1.8, C_{PS2}=7.21, C_{PS3}=1.8$
样品 4	$W_{P3}, W_{S1}$	11.02	$C_{PS1}=1.84, C_{PS2}=7.35, C_{PS3}=1.84$
	$W_{A1}, W_{S1}$	8.41	$C_{AS1}=1.4, C_{AS2}=5.61, C_{AS3}=1.4$

然后, 绘制变压器 3D 模型进行电感参数的仿真提取。两款样品的 3D 结构如图 8 所示, 绕组编号已标出。从磁场仿真获得的参数较多, 例如样品 4 的电感参数包括 7 个自感和 21 个互感(任意两个自感之间都有互感), 且均为具有频率特性的变量, 适宜表示为频率特性曲线的形式。此处仅给出自感  $L_{P3.1}, L_{S1.1}$  以及两者之间的互感  $M_{P3.1-S1.1}$  为例, 如图 9 所示。各电感参数均在 10MHz 以上开始明显降低, 与等效磁导率实部  $\mu'_{eq}$  的变化趋势基本吻合, 验证了式(9)的正确性, 以及依据该式确定仿真取点密度的有效性。



(a) 变压器样品 1



(b) 变压器样品 4

图 8 变压器样品 3D 模型

Fig. 8 3D model of transformer samples

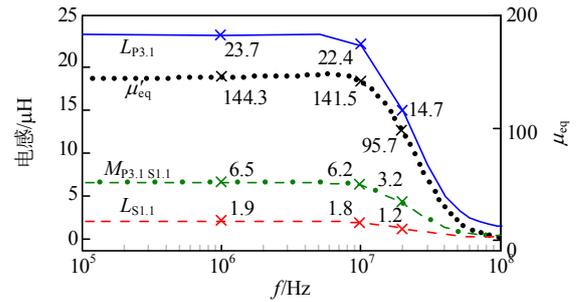


图 9 变压器样品 4 的部分电感参数

Fig. 9 Part of inductances of transformer sample 4

### 3.1 共模路径敏感性验证

获得电路参数后即可验证 1.1 节对  $C_{PS2}$  所在共模路径的敏感因素分析。从式(2)可知, 该路径的等效电容  $C_{eq}$  与频率平方、互感负相关。以样品 4 为对象, 式(2)分母的两个互感即替换为样品 4 电路模型的  $M_{P3.1-P3.2}$  和  $M_{S1.1-S1.2}$ 。图 10 对比了 3 种情况下的  $C_{eq}$ : 1) 互感具有频率特性, 变化趋势类似图 9, 即基于本文的电感参数提取方法; 2) 互感取初始磁导率对应值(取 150kHz 的互感), 不随频率变化, 即现有模型使用的方法; 3) 不考虑磁场的影响, 互感为 0。3 条曲线在 1MHz 以内重合, 说明该共模路径在低频段保持恒定的电容特性。频率和互感的影响在 1MHz 以上逐渐增加, 导致  $C_{eq}$  容值逐渐减小。当频率升高至 10MHz 以上, 若互感恒取低频对应值, 即第 2 种情况, 则  $C_{eq}$  仍将进一步趋向

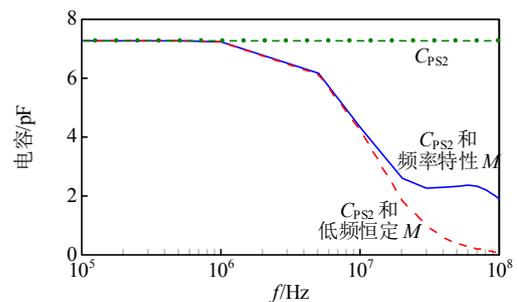


图 10  $C_{PS2}$  所在路径等效电容  $C_{eq}$  对电感特性的敏感性  
Fig. 10 Sensitivity of equivalent capacitance  $C_{eq}$  for  $C_{PS2}$  path to the characteristic of mutual inductances

于 0。而若互感使用磁场仿真提取的频率特性参数，逐渐降低的互感与升高的频率在一定程度上产生抵消效果，减小了  $C_{eq}$  在 100MHz 以内的变化速率， $C_{eq}$  趋于平缓。该结果表明，磁场、电感的频率特性降低了  $C_{PS2}$  所在共模路径的等效电容对互感的敏感性。换言之，为了实现变压器宽频共模 EMI 特性的准确建模预测，有必要在建模方法中考虑磁场的频率特性。

### 3.2 基于共模 S21 参数的磁场频率特性验证

变压器可以被视为端口网络，通过对比网络特性的实际测量和电路仿真结果，能够验证建模方法。文献[9,21-22]提出通过网络分析仪测量 S21 参数评估变压器的共模 EMI 传输性能，测试原理如图 11(a)所示。端口 1 的正、负极分别接于原边动点、静点作为激励，模拟噪声源。端口 2 跨接在副边静点与原边静点之间，与变压器绕组间的寄生电容一起构成了共模噪声路径。动、静点的判断取决于变压器在变换器中的连接位置，动点通常是与开关器件漏极相连的端点，静点则是与母线或原、副边地相连的端点。网络分析仪端口的阻抗为  $50\Omega$ ，S21 参数的绝对值与插入损耗相同，数值越大则变压器共模 EMI 性能越好。

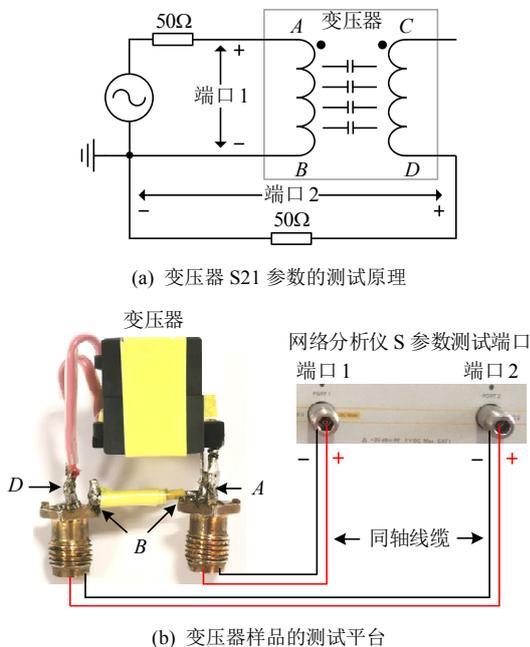


图 11 变压器 S21 参数的测试

Fig. 11 S21 parameter measurement of transformer

变压器样品采用 SMA 射频同轴连接器接入 Agilent E5061B 网络分析仪的端口 1 和 2 测量 S21 参数，样品 1 的连接方式如图 11(b)所示。在本文建

模关注频内，SMA 连接器的频率衰减特性可以忽略，并且已通过网络分析仪的校准功能排除了同轴电缆频率特性的影响，尽量减小连接件引起的测量结果偏差。同时，根据 S21 测试原理在电路仿真软件中为变压器电路模型连接端口，连接方式与实际测量保持一致。对变压器样品 1 进行测量和仿真，测量结果与使用现有三电容 EMI 特性模型即未考虑磁场频率特性的对比如图 12(a)所示，与本文提出的改进建模方法对比如图 12(b)所示。两种仿真模型所用电路结构一致，仅电感参数不同。变压器在谐振尖峰附近的共模性能差，容易引起变换器的共模 EMI 噪声超标，是仿真建模、性能评估最值得关注的重点。实测曲线的首个谐振尖峰位于 63MHz，现有建模方法的尖峰位于 56MHz，产生了 7MHz 的频率偏移。而采用考虑磁场频率特性的宽频建模方法后，仿真结果的高频谐振与实测基本一致。共模路径的谐振通常与漏感和共模等效电容相关<sup>[4]</sup>，电路参数的偏差会导致谐振频点的偏移，表明改进后的建模方法正确反映了电感参数的频率特性。

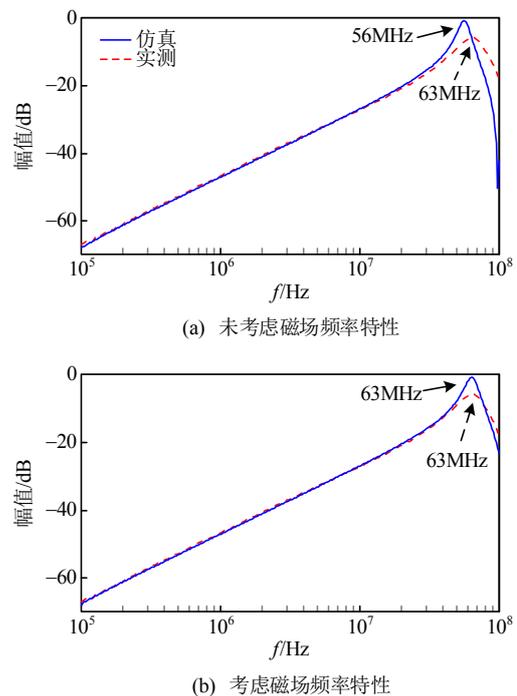


图 12 变压器样品 1 的实测和仿真 S21 结果对比

Fig. 12 Comparison between measurement and simulation S21 results of transformer sample 1

### 3.3 等效电路构建方法验证

对于交错绕制的变压器样品 4，现有方法建立的电路如图 13 所示，而依照改进型建模方法得到的电路已在图 4(c)给出，并且两者所用的电感参数

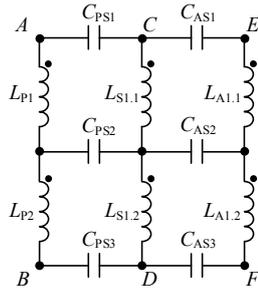


图 13 样品 4 三电容 EMI 特性模型的现有电路结构  
 Fig. 13 Existing circuit configurations of three-capacitor EMI model for sample 4

也不相同。仿照样品 1 以相同的方式进行实测和仿真结果对比。如图 14(a)所示，与实测曲线相比，现有建模方法不仅产生了 18MHz 的谐振尖峰频率偏移，还在 30MHz 以内的线性区域产生了 5dB 的幅值差异，说明模型对共模噪声预测结果偏高，低估

了变压器对共模噪声的阻断能力。当使用了具有频率特性的电感参数，但仍保留现有建模方法的电路结构时，图 14(b)中谐振频偏降低为 9MHz，但线性区域的 5dB 幅值差异并未减小。只有在此基础上同时使用本文改进的电路构建方法，才能基本校正目标频段内的整体趋势，获得图 14(c)所示实测和仿真的较好一致性。对比现有模型和改进模型的电路结构，容易发现两者主要区别在于原边绕组的等效方式不同。改进模型将  $W_{P1}$  和  $W_{P2}$  这两层不存在有效共模路径的绕组表示为一个自感  $L_{P1-P2}$ ，修正了电容  $C_{PS1}$  和  $C_{PS2}$  在原边连接点的电势，减小了电容两端的电压。从而降低模型仿真与实际测量 S21 结果的幅值差异，验证了本文提出的改进型建模方法的有效性。

### 4 结论

针对变压器的共模 EMI 宽频等效电路建模方法，本文从共模路径对电感参数的敏感性以及电路模型对多层交错绕组的适用性进行分析，明确了影响现有三电容 EMI 特性模型宽频准确性的主要原因。在此基础上，提出了一种改进型建模方法，得到如下结论：

- 1) 根据绕组排布方式判断有效共模路径，确定等效电路结构，并且根据等效磁导率选择磁场仿真求解频点，提取电感频率特性参数，即可改进现有建模方法，进而有效提升对变压器宽频共模特性进行仿真预测的准确性。
- 2) 以 S21 参数为变压器共模 EMI 特性的评估方法，实际测量和模型仿真的结果对比表明，改进型建模方法在 150kHz~100MHz 的频段内对非交错和多层交错绕组变压器都能够实现准确预测，有效扩展了现有模型的适用范围。

### 参考文献

[1] YAO Juntao, WANG Shuo, ZHAO Hui. Measurement techniques of common mode currents, voltages, and impedances in a flyback converter for radiated EMI diagnosis[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 1997-2005.

[2] YAO Juntao, LI Yiming, WANG Shuo, et al. Analysis and reduction of radiated EMI in high-frequency GaN IC-based active clamp flyback converters[C]//Proceedings of the 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans: IEEE, 2020:

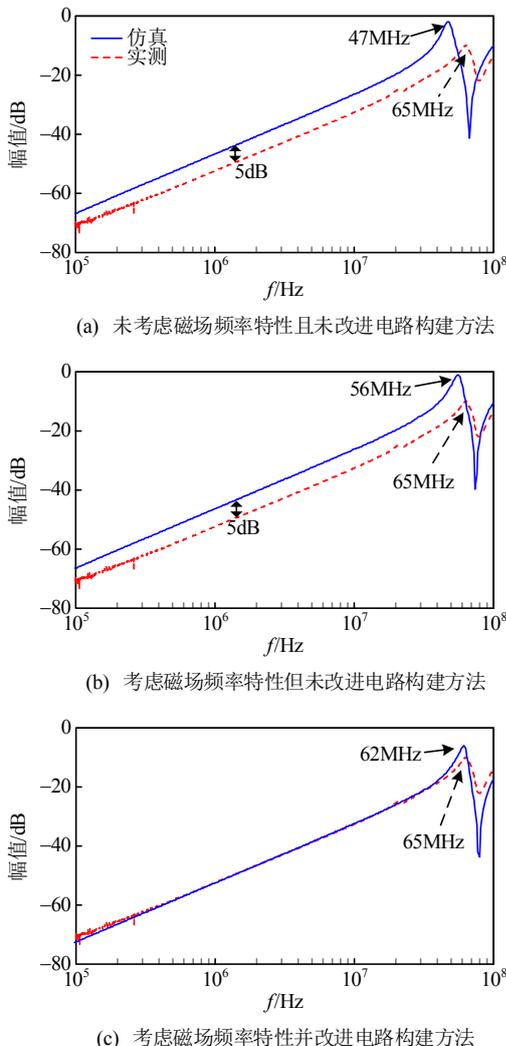


图 14 变压器样品 4 的实测和仿真 S21 结果对比  
 Fig. 14 Comparison between measurement and simulation S21 results of transformer sample 4

- 664-671.
- [3] XIE Lihong, RUAN Xinbo, JI Qing, et al. Shielding-cancellation technique for suppressing common-mode EMI in isolated power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2814-2822.
- [4] 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.
- [5] 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).
- [6] 董纪清, 陈为, 卢增艺. 开关电源高频变压器电容效应建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(31): 121-126.
- DONG Jiqing, CHEN Wei, LU Zengyi. Modeling and analysis of capacitive effects in high-frequency transformer of SMPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(31): 121-126(in Chinese).
- [7] ZHANG Huan, WANG Shuo, LI Yiming, et al. Two-capacitor transformer winding capacitance models for common-mode EMI noise analysis in isolated DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8458-8469.
- [8] 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.
- [9] FU Kaining, CHEN Wei. Evaluation method of flyback converter behaviors on common-mode noise[J]. IEEE Access, 2019, 7: 28019-28030.
- [10] ZHANG Zhiliang, HE Binghui, HU Dongdong, et al. Common-mode noise modeling and reduction for 1-MHz eGaN multioutput DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3239-3254.
- [11] ZHAO Hui, YAO Juntao, WANG Shuo. A universal DM/CM physical model for power transformer EMI analysis within both conducted and radiated frequency ranges[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland: IEEE, 2018: 6592-6599.
- [12] 董纪清, 陈晓威, 林苏斌. 考虑漏磁特性的变压器电磁干扰特性模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 143-152.
- DONG Jiqing, CHEN Xiaowei, LIN Subin. Electro-magnetic interference model of transformer considering the leakage magnetic field[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(21): 143-152(in Chinese).
- [13] 林苏斌, 陈为, 董纪清, 等. 开关电源变压器传导共模 EMI 磁电综合模型[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8): 2436-2446.
- LIN Subin, CHEN Wei, DONG Jiqing, et al. Magneto-electric composite model of transformer for conducted common-mode EMI in switching-mode power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8): 2436-2446(in Chinese).
- [14] JIANG Junfei, ZHOU Lijun, GAO Shibin, et al. Frequency response features of axial displacement winding faults in autotransformers with split windings[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(4): 1699-1706.
- [15] MENG Peipei, ZHANG Xiangming. High frequency modeling for transformer common mode noise coupling path based on multiconductor transmission line theory [C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach: IEEE, 2016: 1102-1107.
- [16] SAKET M A, ORDONEZ M, CRACIUN M, et al. Improving planar transformers for LLC resonant converters: paired layers interleaving[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11813-11832.
- [17] OUYANG Ziwei, THOMSEN O C, ANDERSEN M A E. Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2800-2810.
- [18] HASHEMNIA N, ABU-SIADA A, ISLAM S. Improved power transformer winding fault detection using FRA diagnostics-part 1: axial displacement simulation[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2015, 22(1): 556-563.
- [19] ZHANG Haijun, WANG Shuhong, YUAN Dongsheng, et al. Double-ladder circuit model of transformer winding for frequency response analysis considering frequency-dependent losses[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 8402304.
- [20] ABEYWICKRAMA N, SERDYUK Y V, GUBANSKI S

- M. High-frequency modeling of power transformers for use in frequency response analysis (FRA)[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(4): 2042-2049.
- [21] 陈庆彬, 陈为. 开关电源中变压器共模传导噪声抑制能力的评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 73-79.
- CHEN Qingbin, CHEN Wei. An evaluation method of transformer behaviors on the suppression of common-mode conduction noise in switch mode power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 73-79(in Chinese).
- [22] 高璐, 徐策, 董光冬, 等. 基于电磁仿真软件的平面变压器共模电磁干扰建模方法及其应用[J]. 电工技术学报, 2020, 35(24): 5057-5063.
- GAO Lu, XU Ce, DONG Guangdong, et al. Common mode electro-magnetic interference modeling method of

planar transformers based on CST software and its application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(24): 5057-5063(in Chinese).



徐策

在线出版日期: 2022-01-28。

收稿日期: 2021-09-02。

作者简介:

徐策(1992), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变换器的电磁兼容技术, xuce@nuaa.edu.cn;

张方华(1976), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子变换器的拓扑与控制、可持续能源发电与并网控制技术、航空电源、电力电子变换器的系统稳定性分析等。

(责任编辑 吕鲜艳)

# Wideband Modeling Method of Transformer Common-mode EMI Considering Frequency Characteristics of Magnetic Field

XU Ce<sup>1</sup>, ZHANG Fanghua<sup>1</sup>, DONG Guangdong<sup>2</sup>

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics;

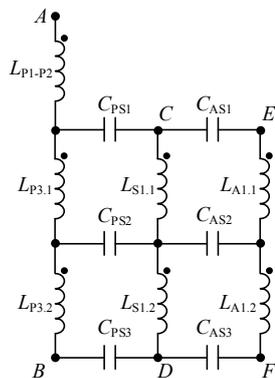
2. Shanghai Institute of Satellite Engineering)

**KEY WORDS:** transformer; electromagnetic interference (EMI); common-mode noise; magnetic field characteristic; modeling

The electromagnetic interference (EMI) problems are increasingly concerned along with the development trend of high switching frequency and power density. The common-mode (CM) noise is the method to evaluate the conducted EMI performance of converters within the range from 150kHz to 30MHz. Meanwhile, the radiated EMI is likely to exceed limits from 30MHz to 100MHz due to the large loop area of CM noise. Since the transformer is the main coupling path of CM currents in isolated converters, the modeling of the transformer for wideband characteristic predictions and evaluations is significant and can be the basis of noise reductions and optimization designs.

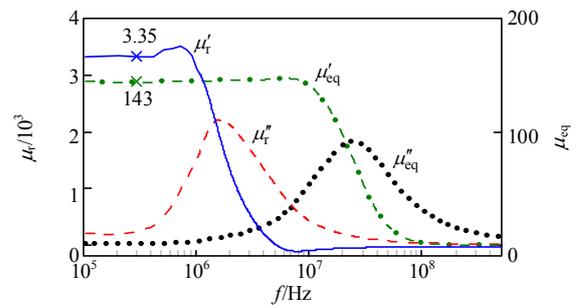
Although both magnetic and electric field properties are considered in the existing three-capacitor EMI transformer model to represent inter-winding CM noise, the circuit is not applicable for multi-layer interleaving windings, and the influence of frequency-dependent magnetic fields on noise paths is not included.

An improved equivalent circuit configuration is proposed first to express noise paths and potential distributions. In Fig. 1 where all the mutual inductances are not shown for clarity, only the layers that relate to effective CM coupling paths are expressed with three-capacitor models, while others are indicated with a single inductor  $L_{P1-P2}$ . Furthermore, the improved modeling technique can exhibit the wideband magnetic



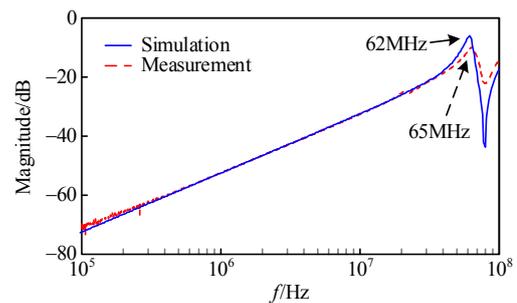
**Fig. 1 Improved circuit configuration of three-capacitor EMI transformer model**

characteristics of transformers through extracting inductances using magnetic field simulations. Based on the magnetic circuit analysis, the equivalent complex permeability  $\mu_{eq}$  of a core with an air gap is derived, as shown in Fig. 2. It is then employed to determine the solving frequency points of inductances, which improves the efficiency of modeling processes.



**Fig. 2 Complex permeability of magnetic core material and equivalent complex permeability of core with air gap**

Taking the S21 parameter as the evaluation method of the transformers' CM performance, the results of simulation and measurement show good consistency as in Fig. 3. The difference of magnitude within 30MHz is eliminated as the result of proper circuit configurations, whereas the resonance at 65MHz is also predicted due to the consideration of magnetic field characteristics. In summary, the proposed modeling method can accurately predict and evaluate the CM performance of transformers over a wideband from 150kHz to 100MHz, expanding the applicability of existing models.



**Fig. 3 Comparison between measurement and simulation S21 results of transformer sample**