第 52 卷 第 4 期：1578-1587 高电压技术 Vol.52, No.4: 1578-1587
2026 年 4 月 30 日 High Voltage Engineering April 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250947

高频变压器磁热耦合降阶快速计算方法

刘　刚[1]，马睿智[1]，杨朔侨[1]，陈　彬[2]，刘云鹏[1]
（1. 河北省输变电设备安全防御重点实验室(华北电力大学)，保定 071003；
2. 三峡大学电气与新能源学院，宜昌 443002）

摘　要：在磁热耦合计算中，传统的数值计算方法常面临计算精度和效率之间的矛盾，针对传统方法在高频环境下的不足，提出使用基于降阶模型的快速计算方法，即本征正交分解-包含线性项的径向基函数响应面法(proper orthogonal decomposition-radial basis function response surface method including linear polynomial，POD-RBFLP)，通过建立模态系数与工况之间的响应面模型，使得在不同工作条件下能够快速获得温度场分布。该方法通过在降低阶数的同时，保持较高的计算精度，适用于实时在线仿真应用。在具体应用中，该文将 POD-RBFLP 方法应用于高频变压器，对其温度场进行降阶计算，并数值计算验证了该方法的有效性。对 50 组工况进行测试发现，全场域温度场降阶模型的绝对误差均在 5 ℃以下，相对误差均在 3%以下，速度提升 337.44 倍。结果表明，POD-RBFLP 方法精确度较高，且能够有效提高温度场计算速度。

关键词：高频变压器；磁热耦合；温度场；降阶模型；径向基函数响应面法

Fast Calculation Method for Magneto-thermal Coupling Reduced-order Modeling of High-frequency Transformers

LIU Gang[1], MA Ruizhi[1], YANG Shuoqiao[1], CHEN Bin[2], LIU Yunpeng[1]
(1. Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense (North China Electric Power University), Baoding 071003, China;
2. School of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: In the magnetothermal coupling calculation, the traditional numerical calculation method often faces the contradiction between computational accuracy and efficiency. Therefore, in view of the shortcomings of the traditional method in the high-frequency environment, a fast calculation method based on the reduced order model is proposed, namely, the proper orthogonal decomposition-radial basis function response surface method with linear terms including linear polynomial(POD-RBFLP); meanwhile, the response surface model between the modal coefficient and the working conditions is established, so that the temperature field distribution can be quickly obtained under different working conditions. This method is suitable for real-time online simulation applications by reducing the order while maintaining high calculation accuracy. In specific applications, the POD-RBFLP method is applied to high-frequency transformers, its temperature field is reduced, and the effectiveness of the method is verified by numerical calculation. The test of 50 sets of working conditions shows that the absolute error of the temperature field reduction model in the whole field is less than 5 ℃, the relative error is less than 3%, and the speed is increased by 337.44 times. The results show that the POD-RBFLP method has high accuracy and can be adopted to effectively improve the speed of temperature field calculation.

Key words: high-frequency transformers; magneto-thermal coupling; temperature field; reduced-order model; radial basis function response surface method

0　引言

随着电力电子变压器的快速发展[1]，其核心部件高频变压器越来越受到重视。与传统工频变压器计算模型不同，高频变压器具有高频率、非正弦波激励和较小体积等特点[2]，这使得其电磁特性与普通变压器存在差异，并且损耗问题引起的温升问题较为突出[3-4]。因此，研究高频变压器的磁场特性和温度场特性尤为重要，需要对不同工况下的仿真结果进行分析[5]。准确获取高频变压器的磁场分布是计算损耗特性和温度场分析的基础[6]，有限元仿真虽能求解物理场分布，但由于网格剖分形成的节点

基金资助项目：国家重点研发计划(2021YFB2401700)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2021YFB2401700).

数量庞大，非线性离散方程组阶数较高，导致计算耗时，难以快速获取变压器内部的温度场分布。

传统高维模型的计算成本过高，难以满足实时仿真、优化设计等应用要求，因此降阶模型(reduced order modeling，ROM)[7]得到迅速发展。基于模态分析和控制理论的简化方法为 ROM 奠定了基础，随后本征正交分解、Krylov 子空间等数学方法的引入推动了其理论发展。数据驱动技术和人工智能的融合进一步扩展了 ROM 在非线性、多参数系统中的应用，使其成为航空航天[8]、能源[9]、生物医学[10]等领域的关键工具。近年来，本征正交分解(proper orthogonal decomposition，POD)作为一种常用的降阶算法[11-14]，在流场、温度场等工程领域得到广泛应用，展现了较高的计算精度和效率。但 POD[15]在处理非线性问题时也具有局限性：由于非线性项仍需在原始空间中构建，导致其在解决大规模强非线性问题时难以显著提升计算效率。针对这一问题，研究者提出了多种解决方案，例如经验插值法[16]、离散经验插值法[17-19]、最佳点插值法[20]。其核心思想是利用插值方法以较低的计算成本近似构建非线性项，从而规避非线性项计算费时的缺点，但在工程应用领域，其计算时间仍较长，难以满足实时在线监测的要求，且其对计算内存要求较庞大。

因此，为快速准确地获取高频变压器的电磁场、温度场分布，本文提出高频变压器磁-热场的本征正交分解-包含线性项的径向基函数响应面法(proper orthogonal decomposition-radial basis function response surface method including linear polynomial，POD-RBFLP)计算策略，将本征正交分解方法引入径向基函数响应面法(RBFLP)。建立含有 POD 模态系数的响应面模型[21-22]，通过模态系数映射输入工况与输出物理场的关系，进而快速获取高频变压器温度场结果。

1　变压器温度场降阶理论

1.1　POD 降阶

根据变压器温度场的控制方程和文献[23-24]，温度场经过离散后有如下形式：

$$\boldsymbol{KX}=\boldsymbol{F}，\ \boldsymbol{K}\in\mathbf{R}^{n\times n}，\ \boldsymbol{X}，\boldsymbol{F}\in\mathbf{R}^{n\times 1} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{K}$ 为离散控制方程的刚度矩阵；$\boldsymbol{X}$ 为解向量，表征需要求解的各节点待求量；$\boldsymbol{F}$ 为右端项；n 为自由度数量。

温度场解向量 $\boldsymbol{X}=[\boldsymbol{x}_1,\boldsymbol{x}_2,\cdots,\boldsymbol{x}_s]$可表示为：

$$\boldsymbol{X}=\sum_{i=1}^{d}\alpha_i\varphi_i+\varepsilon\approx\sum_{i=1}^{d}\alpha_i\varphi_i \tag{2}$$

式中：α_i 为第 i 个正交向量系数；φ_i 为正交基；ε 为误差；d 为选取特征值数量。对集合 $\boldsymbol{X}$ 进行奇异值分解，使得 ε 最小，即：

$$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{U}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{X}$ 表示样本空间中 n 个不同工况下求解得到的向量矩阵，即快照矩阵(snapshot)；$\boldsymbol{U}$、$\boldsymbol{\Sigma}$、$\boldsymbol{V}$ 分别表示左正交矩阵、奇异值矩阵、右正交矩阵，$\boldsymbol{\Sigma}=\{\sigma_1,\sigma_2,\cdots,\sigma_n\}$是由快照矩阵的特征值组成的对角矩阵，且前后数值差异巨大，需要根据式(4)选择满足条件的前 d 个特征值。

$$\frac{\sum_{i=1}^{d}\sigma_i^2}{\sum_{i=1}^{n}\sigma_i^2}\geq 99.9\% \tag{4}$$

快照矩阵中的各向量可表示为：

$$\boldsymbol{x}\approx\boldsymbol{U}_d'\boldsymbol{\Sigma}_d'\boldsymbol{V}_d'=\boldsymbol{U}_d'\boldsymbol{\alpha} \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{U}_d'$、$\boldsymbol{\Sigma}_d'$、$\boldsymbol{V}_d'$ 为 $\boldsymbol{U}$、$\boldsymbol{\Sigma}$、$\boldsymbol{V}$ 降阶矩阵；$\boldsymbol{\alpha}$ 为模态系数矩阵。这样所需求解的离散控制方程阶数降为 d 阶，理论上能够较大地提高计算效率。POD 算法原理如图 1。

通过 POD 降阶，式(1)可表示为：

$$(\boldsymbol{U}')^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}\boldsymbol{U}'\boldsymbol{\alpha}=(\boldsymbol{U}')^{\mathrm{T}}\boldsymbol{F} \tag{6}$$

式中：$(\boldsymbol{U}')^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}\boldsymbol{U}'\in\mathbf{R}^{d\times d}$；$(\boldsymbol{U}')^{\mathrm{T}}\boldsymbol{F}\in\mathbf{R}^{d\times 1}$。

POD 方法通过将 n 阶离散方程降阶为 d 阶方程，显著提高了计算效率，但在处理非线性问题时仍面临效率瓶颈。其非线性项仍需在原始空间中构建，导致在大规模强非线性问题中难以进一步提升性能。为此，通过引入响应面方法，跳过非线性项求解过程。

1.2　POD-RBFLP 法

本文采用一种增扩形式的 RBFLP 响应面法，其具有精度高的优势，方程如下：

$$f(x)=\sum_{i=1}^{n}\lambda_i\phi(\|\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}_i\|)+\sum_{j=1}^{p}\beta_j g_j(\boldsymbol{x}) \tag{7}$$

式中：λ_i 为响应面系数；ϕ 为径向基函数，本文为

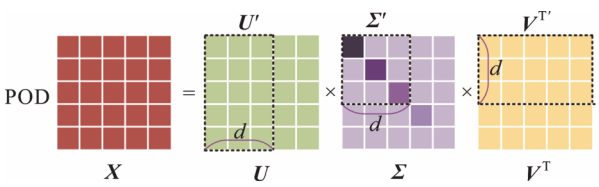


图 1　POD 算法原理

Fig.1　Principle of POD algorithm

高斯函数；$g_j(\boldsymbol{x})$为 p 阶多项式函数；β_j 为各项系数，推导过程及其他字母含义可见文献[20]。为使其存在唯一解，应满足条件：

$$\sum_{i=1}^{n}\lambda_i g_j(\boldsymbol{x})=0 \tag{8}$$

在多物理场求解时，通过求解 POD 分解后的模态系数 α，建立工况参数与模态系数的响应面模型，进而达到重构热场和预测未知工况的效果。在实际应用中，模态系数重要性占比达 99.9%即可满足要求[22]。综上，基于 POD-RBFLP 的快速计算流程如图 2 所示。

2 高频变压器磁场计算

2.1 模型建立

本文采用的算例分析对象为芯式高频变压器，其拓扑结构为非旋转对称模型，建立三维仿真模型，具体参数如表 1。

为了降低三维电磁计算量，加快计算速度，并保证仿真结果收敛，对高频变压器绕组进行简化，采用筒状结构，其三维几何结构如图 3 所示。

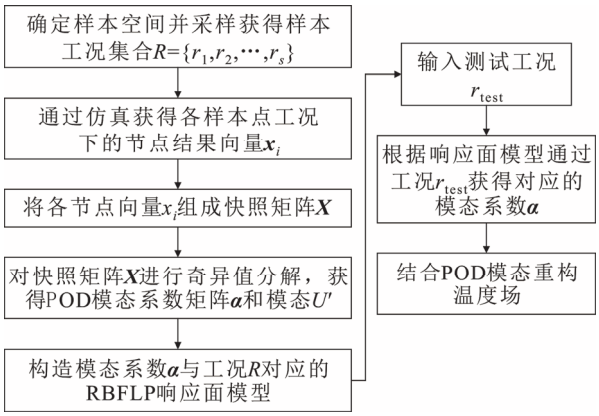


图 2 降阶模型流程图

Fig.2 Process diagram of reduced order model

表 1 建模参数

Table 1 Modeling parameters

参数	数值
原/副边设计电压/V	1 000/1 000
原/副边设计电流/A	200/200
变压器输入容量/kVA	200
变压器输出容量/kVA	200
运行频率/kHz	10
铁芯截面/mm^2	100×90
原边绕组截面尺寸/mm	单股 0.1 1 300×8 股
副边绕组截面尺寸/mm	单股 0.1 1 300×8 股
原/副边绕组匝数	12/12

高频变压器材料参数如表 2。纳米晶合金铁芯 *B-H*(磁感应强度-磁场强度)如图 4。纳米晶合金 *B-P*(磁感应强度-损耗)特性曲线(10 kHz)如图 5。

将绕组截面设置为激励源入口，搭建电路图如图 6。图中 U_{s1}、U_{s2} 为激励源，N_1、N_2 分别为原、副边绕组，r 为绕组内阻，R 为负载电阻，L 为电感，V 为电压表，A 为电流表。

电压激励、变压器绕组和负载参数如表 3 所示。

由于高频变压器的电压、电流波形为非正弦波，采用瞬态场进行计算，得到铁芯、绕组最大磁场分布云图，如图 7(a)、7(b)。观察图 7(a)可发现，

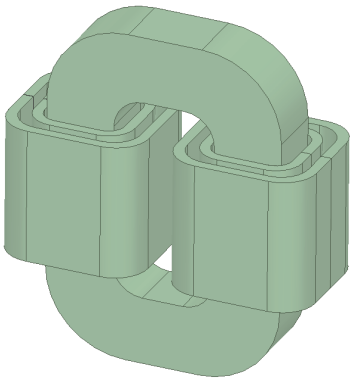


图 3 高频变压器磁场模型

Fig.3 Magnetic field model of high-frequency transformer

表 2 磁场物性参数

Table 2 Physical parameters

部件	材料	相对磁导率	电导率/(S·m^{-1})	损耗/(W·kg^{-1})
绕组	铜	1	5.77×10^7	—
铁芯	纳米晶	*B-H* 曲线	—	*B-P* 曲线
空气域	空气	1	—	—

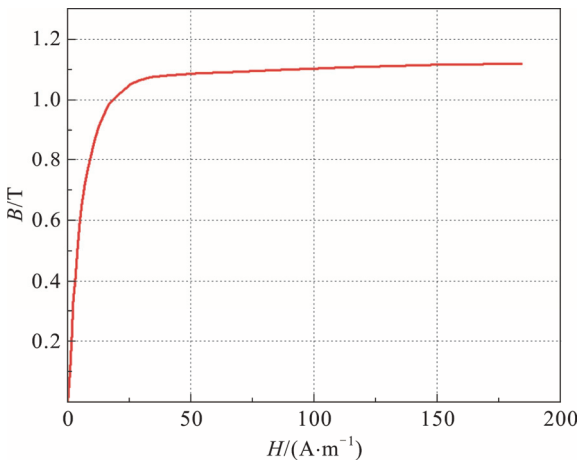


图 4 纳米晶材料 *B-H* 曲线

Fig.4 *B-H* curve of nanocrystalline materials

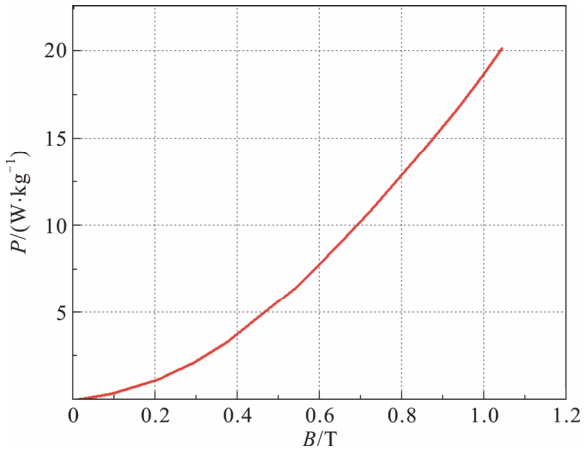


图 5　纳米晶材料 *B-P* 曲线

Fig.5　*B-P* curve of nanocrystalline materials

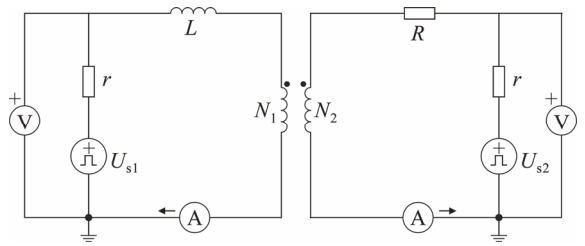


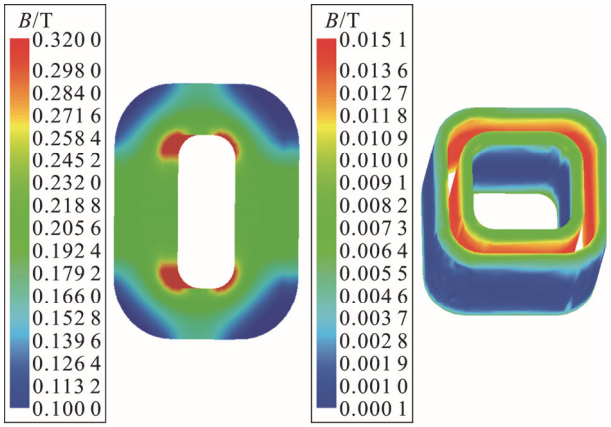
图 6　外电路

Fig.6　External circuit

表 3　电压激励、绕组及负载参数

Table 3　Voltage excitation, winding and load parameters

类型	参数	取值
电压激励(方波)	频率/kHz	10
	幅值/V	1 000
	占空比/%	50
绕组	电阻/mΩ	2.3
额定负载	电阻/Ω	5



(a) 铁芯磁场云图　(b) 绕组磁场云图

图 7　磁场分布云图

Fig.7　Magnetic field distribution cloud map

高频变压器的磁通密度峰值约为 0.326 T，接近于设计磁密 0.323 T。铁芯的磁感应强度在 4 个外角处较小，4 个内角处较大，磁感应曲线最密集，磁场最强；从图 7(b)可看出，绕组间磁感应强度相对较大，且由于端部效应，变压器顶部磁感应强度普遍略大于中间外层绕组磁感应强度。

该变压器在额定负载，非正弦工况下的仿真铁损为 217.27 W，绕组损耗为 101.83 W。

2.2　损耗验证

高频变压器的损耗主要包括铁芯损耗和绕组损耗。根据正弦激励条件的下 Steinmetz 公式，铁芯损耗 P_c 表达式为：

$$P_c = K_m f^{\alpha} B_m^{\beta} V_c \tag{9}$$

式中：f 为工作频率；B_m 为峰值磁通密度；K_m、α、β 为损耗系数；V_c 为铁芯体积。

对图 5 所示 *B-P* 曲线按照式(9)进行拟合，可拟合得到损耗系数如表 4。

在方波电压激励下，广义 Steinmetz 改进式[25]计算精度最高，其计算式如下：

表 4　损耗拟合系数

Table 4　Loss fitting coefficient

损耗系数	K_m	α	β
数值	212.025 3	0.227 4	1.614

$$P_c = \frac{2^{\alpha+\beta} D^{1-\alpha}}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^{\alpha} 2^{\beta-\alpha} \mathrm{d}\theta} K_m f^{\alpha} B_m^{\beta} V_c \rho_{core} \tag{10}$$

式中：D 为占空比；ρ_{core} 为铁芯的材料密度。

高频变压器绕组损耗 P_w 表达式如下：

$$P_w = P_{w1} + P_{w2} = \sum_{m=1}^{N} R_{DC1} \cdot F_{R1m} \cdot I_{1m}^2 + \sum_{m=1}^{N} R_{DC2} \cdot F_{R2m} \cdot I_{2m}^2 \tag{11}$$

式中：P_{w1}、P_{w2} 分别为原边、副边绕组损耗；m 为谐波次数；R_{DC1}、R_{DC2} 分别为原边绕组和副边绕组的直流电阻；F_{R1m}、F_{R2m} 分别为原边绕组和副边绕组的交流电阻；I_{1m}、I_{2m} 分别为 m 次谐波下原边绕组和副边绕组的电流有效值。

利兹线[26]的直流电阻表达式为：

$$R_{DC} = \frac{4N \cdot Z}{\sigma \pi d_{str}^2 k} \tag{12}$$

式中：N 为绕组匝数；Z 为绕组的平均匝长；σ 为铜

的电导率；d_{str} 为利兹线的股径；k 为利兹线的股数。利兹线的交流电阻表达式为：

$$F_{Rn}=\sqrt{m}\Delta_{str}\left(\frac{\sinh\left(2\sqrt{m}\Delta_{str}\right)+\sin\left(2\sqrt{m}\Delta_{str}\right)}{\cosh\left(2\sqrt{m}\Delta_{str}\right)-\cos\left(2\sqrt{m}\Delta_{str}\right)}\right)+\frac{2\sqrt{m}\Delta_{str}\left((M\sqrt{k})^2-1\right)}{3}\left(\frac{\sinh\left(\sqrt{m}\Delta_{str}\right)-\sin\left(\sqrt{m}\Delta_{str}\right)}{\cosh\left(\sqrt{m}\Delta_{str}\right)+\cos\left(\sqrt{m}\Delta_{str}\right)}\right) \tag{13}$$

$$\Delta_{str}=\frac{d_{str}}{\delta_w} \tag{14}$$

式中：M 为绕组层数；δ_w 为集肤深度；Δ_{str} 为基波频率下利兹线归一化厚度。

铁芯损耗、绕组损耗理论计算结果和仿真结果及相对误差如表 5 所示。

表 5 表明，仿真结果与理论值一致性较好，误差较小，仿真结果具有较高的准确性和可靠性。

因此，采用 POD-RBFLP 方法构造降阶计算模型，选择负载电阻为影响因素形成样本空间。控制其负载电阻率变化范围在 0%~120%内采样。

3 高频变压器温度场计算

高频变压器的温升主要是由铁芯损耗和绕组损耗引起。因此，为降低热点温度，在铁芯外侧设置水冷管散热，通过冷凝水在管内的循环快速将热量导出，温度场模型如图 8 所示，各材料物性参数如表 6 所示。

针对稳态温度场，将磁场仿真得到的铁芯损耗和绕组损耗作为输入热源。设置冷却水为湍流模型，入口为速度边界条件，出口为压力边界条件，入口流速为 0.8 m/s，入口温度为 20 ℃。变压器环氧树脂表面与空气为自然对流散热，环境温度为 20 ℃。重力加速度设置为 z 轴负方向，大小为 9.81 m/s^2。

采用多物理场计算方法，综合考虑电磁场、温度场和流体场间作用，对变压器在额定负载工况下的稳态温度分布进行仿真模拟。图 9 为高频变压器环氧树脂外壳的温度分布云图。

高频变压器在额定负载下的稳态温度分布云图显示，外壳表面温度呈现明显的对称性，外壳表面温度从中心区域向外围边缘呈现明显的递减趋势。中心区域形成椭圆形高温区，最高温度达到 54.7 ℃，出现在电磁损耗集中的区域，即绕组附近；最低温度为 22.1 ℃，等温线几乎与外壳轮廓平行，形成均匀的低温环带，分布于外壳边缘，接近环境温度。这种分布模式源于变压器内部热源与内外部

表 5 损耗计算对比

Table 5 Loss calculation comparison

损耗	计算值/W	仿真值/W	相对误差/%
铁芯损耗	212.54	217.27	2.23
绕组损耗	97.40	101.83	4.55

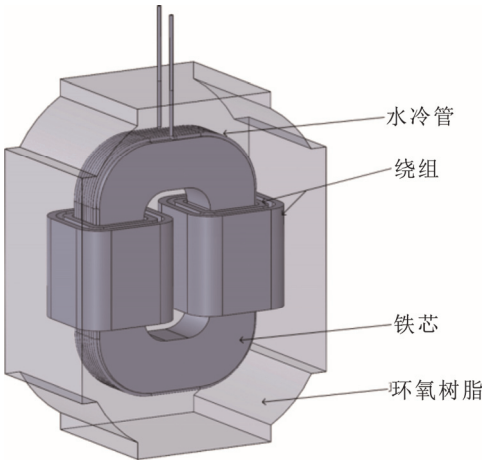


图 8 高频变压器温度场模型

Fig.8 Temperature field model of high-frequency transformer

表 6 温度场物性参数

Table 6 Physical parameters

部件	材料	密度/(kg·m^{-3})	导热系数/(W·m^{-1}·K^{-1})	比热容/(J·kg^{-1}·K^{-1})
绕组	铜	8 960	377	390
铁芯	纳米晶	7 800	7	460
水冷管	铝	2 700	237	880
冷却水	水	1 000	0.58	4 200
外壳	环氧树脂	1 700	0.52	1 080

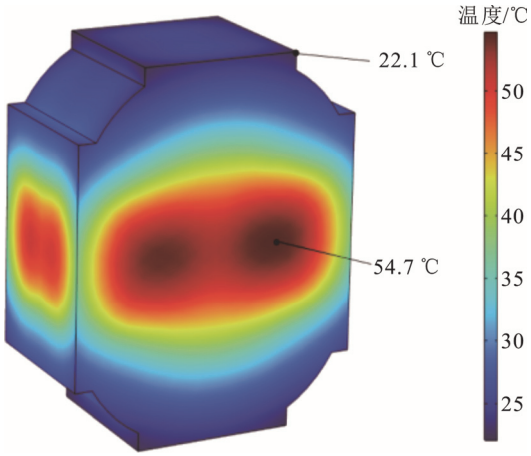


图 9 环氧树脂外壳温度分布

Fig.9 Temperature distribution of epoxy housing

散热的综合作用：绕组产生的热量通过环氧树脂外壳传导，在中心区域形成高温区；而冷却系统围绕在铁芯周围直接作用使得侧面和底部温度显著降低。由于外侧绕组在轴向与外壳间距较近，且侧面受冷却影响更大，导致外壳正面温度高于侧面，高温区集中在绕组投影位置。

图 10、图 11 表明，绕组温度也呈对称结构，以左侧绕组为例，铁芯外侧绕组由外向内呈递减趋势，最低温度 39.1 ℃出现在原边绕组外侧，铁芯内侧绕组由外向内呈递增趋势，最高温度 83.2 ℃在副边绕组内侧。铁芯温度云图显示，其最低温度分布在铁芯外圈，向内温度渐渐升高，直到在内侧与绕组最高温度对应的位置，温度达到最高。这种分布特征主要源于冷却系统的影响：靠近水冷管道侧的原边绕组外侧区域和铁芯外围因直接受到冷却水的作用所以温度显著降低，而中心及远离冷却管道的区域由于被环氧树脂包裹，导致散热效率降低而形成高温区。

在温度场中，选择冷却水流速为影响因素。在输入热源不变的情况下，改变冷却水流速分别为 0.1、0.5、2、5、10 m/s，得到铁芯的最大温度和最低温度如表 7。

由表 7 可见，随着冷却水流速从 0.1 m/s 提升至 0.5 m/s，铁芯最高温度与最低温度分别呈现 19 ℃和 12 ℃的显著下降，表明此流速范围内冷却效率具有明显的流速依赖性。当流速继续增大至 5 m/s 时，温降幅度显著减小，最高与最低温度仅分别降低 3 ℃和 4 ℃。值得注意的是：当流速超过 5 m/s 临界值后，铁芯温度未观测到进一步下降，这一现象表明冷却效果已达到饱和状态。将冷却水流速控制在 0~5 m/s 区间既可确保有效的温度调控，又能避免流速超过 5 m/s 后造成的能源浪费。因此，选择冷却水流速为影响因素形成样本空间。控制其变化范围在 0~5 m/s 内采样。

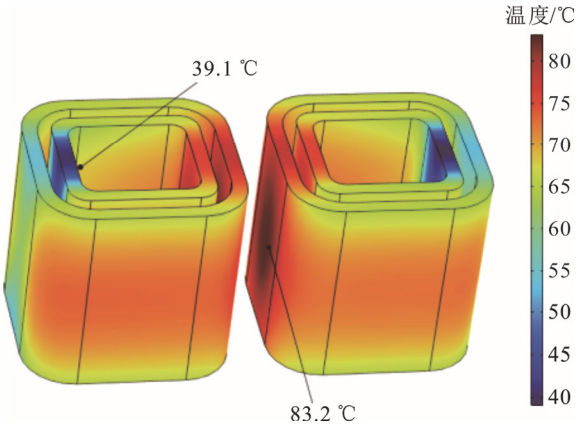


图 10　绕组温度分布

Fig.10　Temperature distribution of winding

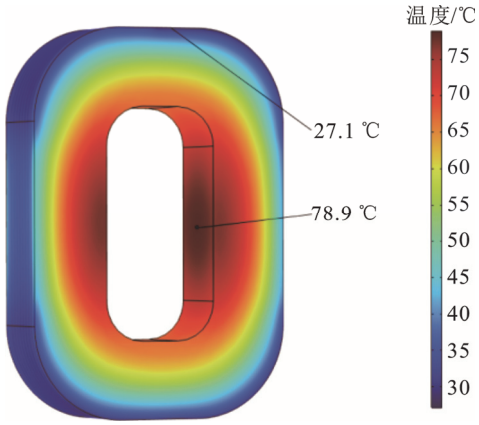


图 11　铁芯温度分布

Fig.11　Core temperature distribution

表 7　冷却水流速对铁芯温度影响

Table 7　Effect of the cooling water flow rate on the core temperature

冷却水流速/(m·s^{-1})	最高温度/℃	最低温度/℃
0.1	97	40
0.5	78	23
2	76	22
5	75	21
10	75	21

4　高频变压器磁热耦合快速计算

4.1　样本数选择

本研究针对负载电阻和冷却水流速 2 个关键变量，采用拉丁超立方抽样(Latin hypercube sampling, LHS)方法进行空间采样。LHS 是一种基于分层抽样思想的设计方法，通过在多维参数空间中实现均匀且高效的样本点分布，作为一种先进的随机采样技术，在工程仿真和不确定性量化领域具有显著优势。其核心原理是将每个变量的取值范围划分为等概率区间，并通过严格的约束机制确保每个区间在每个维度上仅被抽样一次，从而实现对参数空间的均匀覆盖。

针对负载电阻和水冷管流速这两个变量，分别选取 2、5、10、20、30、50、55、60 组进行采样。得到预测相对误差如图 12 所示。

比较不同组数样本集降阶相对误差，在 50 组之前，误差较大，样本集数量达 50 组及以上时，误

差趋于稳定，相对误差在 5%以下，绝对误差在 5 ℃以下。采样时间由仿真时间和数据处理时间组成，过多的样本集会导致采样时间增加，如 10 组采样时间约为 10.5 h，30 组采样时间约为 31 h，50 组采样时间约为 51.5 h。因此在满足精度要求的情况下，选择 50 组作为本降阶模型的样本集。

4.2 快速降阶模型有效性验证

本文选取 50 组工况作为测试工况，将本文所用算法的计算结果与仿真结果对比，验证其有效性。定义全场域绝对误差、相对误差表达式为：

$$A=\frac{\mathrm{sum}(|\boldsymbol{F}_{\mathrm{ROM}}-\boldsymbol{F}|)}{N_{\mathrm{node}}} \tag{16}$$

$$R=\mathrm{sum}\left(\frac{|\boldsymbol{F}_{\mathrm{ROM}}-\boldsymbol{F}|}{|\theta|}\right)/N_{\mathrm{node}} \tag{17}$$

式中：A 为绝对误差；R 为相对误差；sum(·)为求和函数；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{ROM}}$ 为降阶计算结果；$\boldsymbol{F}$ 为仿真结果；θ 为温度，℃；N_{node} 为高频变压器节点总数。对比 50 个测试点仿真值与计算值，可得误差如图 13 所示。

从图 13 可见，在 50 个测试点中，总体误差水平较低。其中，全场域温度场降阶模型的最大绝对误差均在 5 ℃以下，最大相对误差均在 3%以下。验证了模型整体的预测准确性。进一步观察发现，样本空间边缘区域的误差略高于内部区域，呈现一定的边界依赖性。这一误差分布特征可能反映了抽样方法或模型在边界附近的局部表现差异，但整体误差水平仍处于可接受范围内。

综上所述，重构温度场满足高精度工程分析和计算需求，具有良好的计算效率与准确性，说明本文所使用的 POD-RBFLP 适用于高频变压器温度场计算，且具有较高精度。

POD-RBFLP 降阶算法还有一个显著优势是快速的计算效率。对比仿真计算时间和降阶程序计算时间如表 8，其中计算机配置为：CPU i9-12900KF，内存 128 GB。

表 8 中，预处理时间为响应面建立时间。从表 8 可以看出，包括预处理时间在内的 50 组测试工况的 POD-RBFLP 模型计算时间仅为 8.24 s，而仿真单测试工况用时 2 783.86 s，降阶模型的效率为仿真计算模型的 337.44 倍。

5 实验验证

以 1 台容量为 200 kVA，电压等级为 1 kV/1 kV，

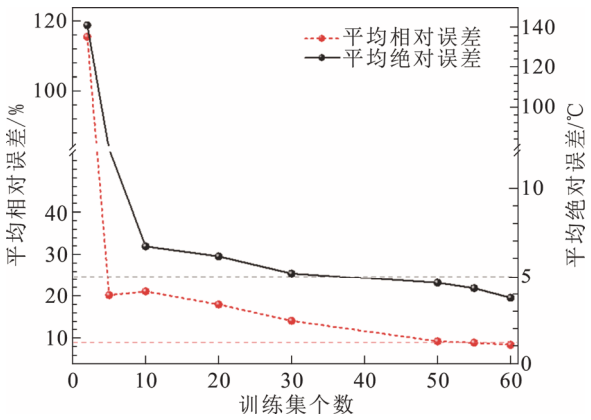


图 12 训练集个数选取

Fig.12 Selection of the number of training sets

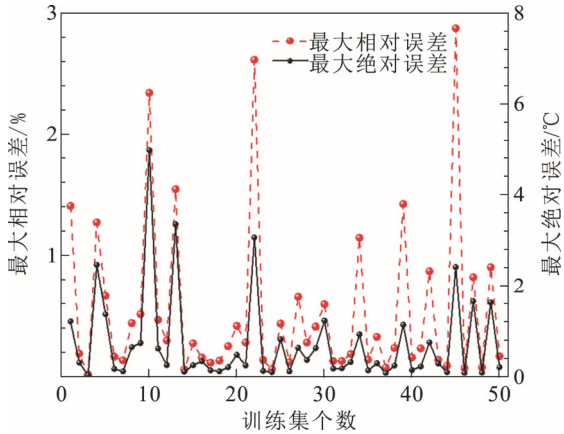


图 13 测试点温度预测误差

Fig.13 Temperature prediction error at the test point

表 8 计算时间对比

Table 8 Computation time comparison

模型	预处理时间/s	计算时间/s
POD-RBFLP 降阶模型	7.24	1.01
温度场仿真	0	2 783.86

工作频率为 10 kHz 的高频变压器为实验对象，样机如图 14 所示，仿真三维模型如图 15 所示。

模型结构参数如表 9 所示。

为验证磁场-温度场仿真计算的合理性，以及仿真模型、材料参数设置的正确性，对高频变压器实验样机进行短路实验，搭建实验平台如图 16。

将高频变压器的原边绕组短路，副边绕组施加频率 10 kHz，有效值为 30.008 3 A 的正弦电流激励，得到高频变压器在短路条件下的电压、电流波形与实验对比如图 17、图 18。

图 17、图 18 表明，受限于实验环境条件以及测量系统性能，实测电压电流波形呈现明显的瞬态

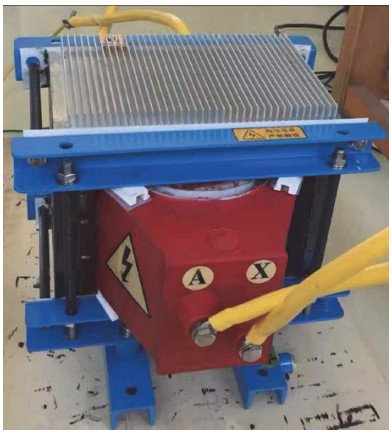


图 14　高频变压器模型

Fig.14　High-frequency transformer model

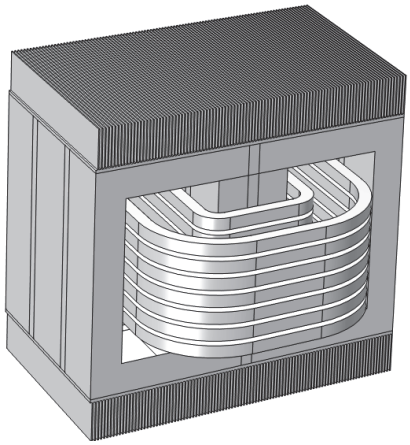


图 15　三维模型图

Fig.15　Diagram of 3D model

表 9　建模参数

Table 9　Modeling parameters

参数	数值
铁芯截面/mm	28×55
铁芯高度/mm	153.6
原边绕组截面尺寸/mm	单股 0.2，2 182 股
副边绕组截面尺寸/mm	单股 0.2，2 182 股
原/副边绕组匝数	7/7

尖峰特征，但通过时域和频域的综合对比分析表明，关键谐波成分的频谱分布特征高度一致，实验测量结果与仿真数据在主要电气特性上表现出显著的一致性。

将高频变压器在空载工况下产生的损耗作为热源输入温度场模型进行稳态仿真，并设环境温度为 12 ℃，获得的温度分布云图与实验结果对比如图 19、图 20 所示。

由图 19、20 可见，铁芯最高温度的仿真与实

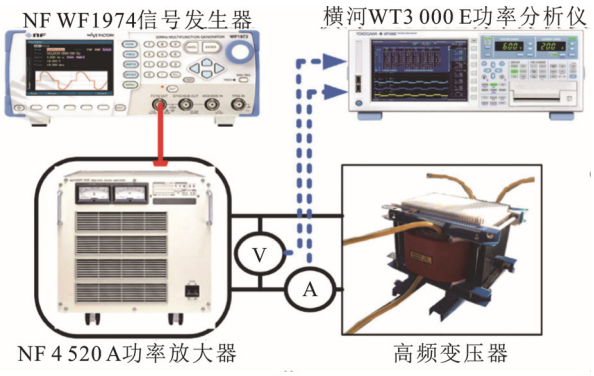


图 16　实验平台

Fig.16　Test platform

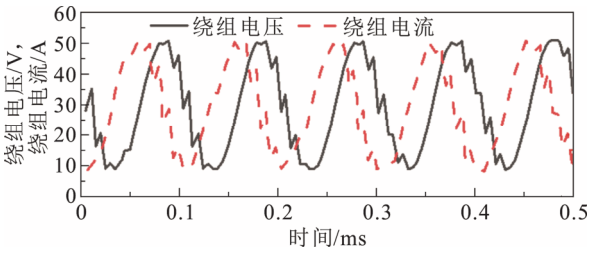


图 17　电压电流波形实验结果

Fig.17　Experimental results of voltage and current waveforms

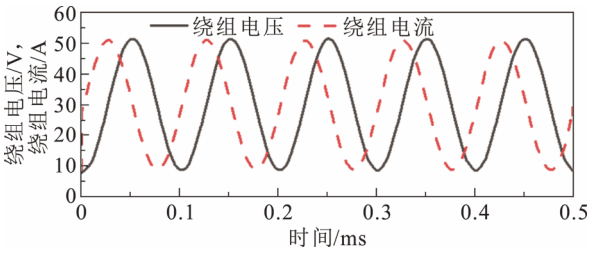


图 18　电压电流波形仿真结果

Fig.18　Voltage and current waveform simulation results

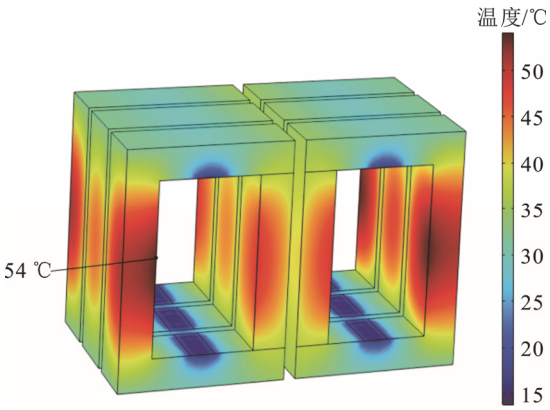


图 19　仿真结果

Fig.19　Simulation results

验结果分别为 54 ℃和 57.7 ℃，绝对误差为 3.7 ℃。

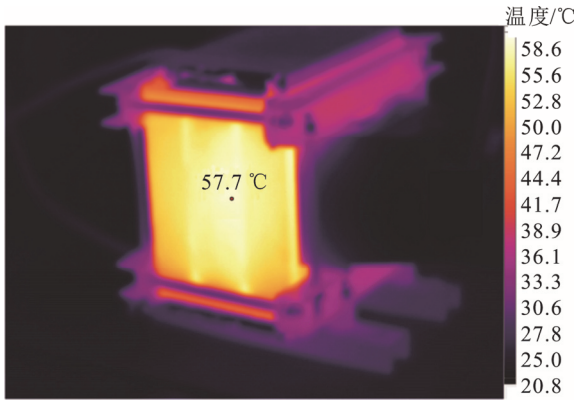


图 20 实验结果

Fig.20 Experimental results

6 结论

本文以 10 kHz/200 kVA 全环氧固封高频变压器模型为例，对高频变压器进行建模仿真计算,并用数值方法进行结果验证。

1）应用 POD-RBLFP 方法，准确计算全场域温度场分布，最大相对误差仅为 3%，有效提升了求解速度，求解时间从 2 785.68 s 提升到 8.25 s，速度提升 337.44 倍。

2）以 1 台容量 200 kVA，电压等级 1 kV/1 kV，工作频率 10 kHz 的高频变压器为实验对象，验证磁场-温度场仿真计算的合理性，以及仿真模型中材料参数设置的正确性。

本文将 POD-RBLFP 方法应用于高频变压器温度场计算中，有效解决了高频变压器运维时温度场计算费时的问题，为快速评估高频变压器工作状况提供了依据。

参考文献 References

[1] 李子欣，高范强，赵 聪，等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报，2018，38(5)：1274-1289.
LI Zixin, GAO Fanqiang, ZHAO Cong, et al. Research review of power electronic transformer technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1274-1289.

[2] 邓思影，程诗豪，陈鹏飞，等. 不同纳米晶铁芯结构下高频变压器空载铁耗特性[J]. 高电压技术，2024，50(9)：3988-3997.
DENG Siying, CHENG Shihao, CHEN Pengfei, et al. No-load core loss characteristics of high-frequency transformers with different nanocrystalline core structures[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(9): 3988-3997.

[3] SHANG X Y, PANG L, BU Q H, et al. Thermal runaway and induced electrical failure of epoxy resin in high-frequency transformers: insulation design reference[J]. High Voltage, 2024, 9(5): 989-1000.

[4] LAGERWEIJ G, NIASAR M G. Design of a high-frequency transformer based on amorphous cut cores for insulation breakdown testing[J]. High Voltage, 2024, 9(5): 1183-1194.

[5] 叶志军，林晓明，谭锴佳，等. 高频变压器技术研究综述[J]. 电网技术，2021，45(7)：2856-2870.
YE Zhijun, LIN Xiaoming, TAN Kaijia, et al. Review of high frequency transformer technology[J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2856-2870.

[6] 刘洁苇，吕运强，李 琳，等. 高频变压器磁场和温度场的瞬态特性分析[J]. 高电压技术，2019，45(4)：1191-1200.
LIU Jiewei, LÜ Yunqiang, LI Lin, et al. Transient simulation analysis of electromagnetic field and temperature field of high-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(4): 1191-1200.

[7] WENTLAND C R, RIZZI F, BARNETT J L, et al. The role of interface boundary conditions and sampling strategies for Schwarz-based coupling of projection-based reduced order models[J]. Journal of Computational and Applied Mathematics, 2025, 465: 116584.

[8] 阳 君，徐 斌，成煊婴，等. 基于本征正交分解降维与频域可视化的螺旋桨非定常涡结构流动特性研究[J]. 推进技术，2025，46(9)：69-79.
YANG Jun, XU Bin, CHENG Xuanying, et al. Flow characteristics of unsteady vortex structure of propellers based on POD and frequency-domain visualization[J]. Journal of Propulsion Technology, 2025, 46(9): 69-79.

[9] 张 怡，孙宇舰，沙 鹏，等. 基于度量驱动和模型降阶的燃煤锅炉温度场数字孪生模型[J]. 中国电机工程学报，2025，45(20)：8067-8078.
ZHANG Yi, SUN Yujian, SHA Peng, et al. Metric-driven digital twin model of coal-fired boiler temperature field based on model order reduction[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(20): 8067-8078.

[10] 张译文，王志恒，邱睿贤，等. 利用长短期记忆神经网络的改进 POD-Galerkin 降阶模型及其在流场预测中的应用[J]. 西安交通大学学报，2024，58(2)：12-21.
ZHANG Yiwen, WANG Zhiheng, QIU Ruixian, et al. Improved POD-Galerkin reduced order model with long short-term memory neural network and its application in flow field prediction[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2024, 58(2): 12-21.

[11] 张志宇，寇家俊，张重远，等. 基于本征正交分解和克里金代理模型的油浸式变压器绕组温度场快速计算方法[J]. 电工技术学报，2025，40(7)：2215-2225.
ZHANG Zhiyu, KOU Jiajun, ZHANG Zhongyuan, et al. A fast calculation method for temperature field of oil immersed transformer windings based on proper orthogonal decomposition and Kriging surrogate model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(7): 2215-2225.

[12] 张重远，刘迪程，高成龙，等. 基于 Twin Builder 的 110 kV 油浸式变压器 3 维磁场降阶模型及损耗分析[J]. 高电压技术，2024，50(3)：941-951.
ZHANG Zhongyuan, LIU Dicheng, GAO Chenglong, et al. Three-dimensional magnetic field model order reduction and loss analysis of 110 kV oil-immersed transformer based on Twin Builder[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 941-951.

[13] 吴泽华，吴宝英，赵林杰，等. 面向输变电设备数字孪生的多物理场正反演快速仿真关键技术综述[J]. 电网技术，2024，48(10)：4215-4230.
WU Zehua, WU Baoying, ZHAO Linjie, et al. Review of forward and reverse multi-field simulation technology for digital twin of electrical power equipment[J]. Power System Technology, 2024, 48(10): 4215-4230.

[14] 刘浩宇，高树国，臧 谦，等. 融合离散节点温度与非侵入式 POD 方法的变压器绕组温度场快速计算[J]. 高电压技术，2025，51(1)：88-96.
LIU Haoyu, GAO Shuguo, ZANG Qian, et al. Fast calculation of

transformer winding temperature field by integrating discrete node temperatures with non-invasive POD method[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(1): 88-96.

[15] LONG Y, XU Y, GUO X A, et al. Analysis of internal flow excitation characteristics of reactor coolant pump based on POD[J]. Annals of Nuclear Energy, 2025, 216: 111286.

[16] BARRAULT M, MADAY Y, NGUYEN N C, et al. An ‘empirical interpolation’ method: application to efficient reduced-basis discretization of partial differential equations[J]. Comptes Rendus Mathematique, 2004, 339(9): 667-672.

[17] 王青于，田淞铂，曾　强，等. 基于本征正交分解和离散经验插值的变压器磁场及短路电磁力快速计算方法[J]. 电工技术学报，2025，40(19)：6167-6179.
WANG Qingyu, TIAN Songbo, ZENG Qiang, et al. Fast calculation method of magnetic field and short-circuit electromagnetic force of transformer based on proper orthogonal decomposition and discrete empirical interpolation method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(19): 6167-6179.

[18] 陶苏林，李雨鸿，周　寅，等. 基于特征正交分解与离散经验插值的浅水波模式降阶解法[J]. 科学技术与工程，2020，20(1)：23-33.
TAO Sulin, LI Yuhong, ZHOU Yin, et al. Reduced-order modelling for shallow-water equations model via proper orthogonal decomposition and discrete empirical interpolation[J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(1): 23-33.

[19] SAIBABA A K. Randomized discrete empirical interpolation method for nonlinear model reduction[J]. SIAM Journal on Scientific Computing, 2020, 42(3): A1582-A1608.

[20] NGUYEN N C, PATERA A T, PERAIRE J. A ‘best points' interpolation method for efficient approximation of parametrized functions[J]. International Journal for Numerical Methods in Engineering, 2008, 73(4): 521-543.

[21] 胡万君，刘　刚，朱章宸，等. 油浸式电力变压器绕组稳态温升降阶计算方法研究[J]. 中国电机工程学报，2023，43(16)：6505-6516.
HU Wanjun, LIU Gang, ZHU Zhangchen, et al. Reduced order calculation method of steady temperature rise of oil immersed power transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6505-6516.

[22] 刘　刚，胡万君，郝世缘，等. 面向数字孪生模型应用的油浸式变压器绕组温度 POD-RBFLP 降阶计算方法[J]. 中国电机工程学报，2024，44(11)：4566-4578.
LIU Gang, HU Wanjun, HAO Shiyuan, et al. Research on reduced order method of temperature rise of oil-immersed power transformer winding based on POD-RBFLP for digital twin model[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4566-4578.

[23] 刘　尧. 三维涡流场时域有限元法及其 POD 降阶方法研究[D]. 保定：华北电力大学，2022.
LIU Yao. Research on time-domain finite element method and POD order reduction method for three-dimensional eddy current field[D]. Baoding, China: North China Electric Power University, 2022.

[24] 谢德馨，姚缨英，白保东，等. 三维涡流场的有限元分析[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2008.
XIE Dexin, YAO Yingying, BAI Baodong, et al. Finite element analysis of 3D eddy current field[M]. 2nd ed. Beijing, China: China Machine Press, 2008.

[25] 陈　彬，李　琳，赵志斌. 典型非正弦电压波激励下高频磁心损耗[J]. 电工技术学报，2018，33(8)：1696-1704.
CHEN Bin, LI Lin, ZHAO Zhibin. Magnetic core losses under high-frequency typical non-sinusoidal voltage magnetization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1696-1704.

[26] SEHIRLI E, CETINCEVIZ Y. Modeling, analysis, and winding loss calculation of different litz and solid wire on coupled inductor in DC-DC Cuk converter for DCM[J]. Electric Power Components and Systems, 2024, 52(10): 1854-1869.



刘　刚(通信作者)
1985—，男，博士，副教授，硕导
主要从事电气设备多物理场建模及仿真、电力系统时域仿真和电磁场理论及其应用方面的研究工作
E-mail: liugang_em@163.com

LIU Gang
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author



马睿智
2001—，女，硕士生
主要从事高频变压器降阶计算的研究工作
E-mail: 1909559258@qq.com

MA Ruizhi

收稿日期　2025-06-26　在线出版日期　2025-08-21　　编辑　卫李静