

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615058

匝间短路下变压器多场降阶混合高效计算方法^{*}

吴振宇¹, 朱永昊¹, 刘永斌¹, 陆思良¹, 何 涛²

(1. 安徽大学电气工程与自动化学院 合肥 230601; 2. 国网安徽省电力有限公司马鞍山供电公司 马鞍山 243011)

摘 要:匝间短路是导致电力变压器绕组形变、绝缘劣化及故障停运的重要原因之一。建立高效精准的变压器仿真模型,解析匝间短路下电、磁、结构及声学等多维物理特性的演变规律,对揭示性能劣化机制具有重要意义。然而,短路电流引起的强非线性高频暂态冲击会导致传统场路全耦合模型收敛性和计算稳定性显著下降,难以兼顾计算精度与效率。为此,提出一种面向匝间短路故障的变压器多物理场降阶混合建模及高效计算方法。首先,基于多导体传输线模型推导匝间短路条件下绕组电压、电流及短路环流的解析表达式,实现电磁激励源的快速求解;其次,构建“降阶电磁模型-场层分离求解”的降阶混合计算策略,将解析模型与有限元模型相结合,实现电-磁-结构-声场的高效协同求解,在保证计算精度的同时降低模型复杂度;最后,针对具有匝间短路缺陷的 110 kV 油浸式变压器开展实验测试,并与传统场路全耦合模型进行对比验证。结果表明:所提方法的电流计算误差仅为 2.51%,声压频谱在皮尔逊相关系数(PCC)、均方根误差(RMSE)以及詹森-香农散度(JSD)方面的准确度较传统全耦合模型分别提升 18.6%、22.6% 和 27.8%;同时,内存占用率和计算效率分别提升 37.1% 和 29.8%。研究结果验证了所提方法在计算精度和效率方面的综合优势,可为变压器在线监测与智能诊断提供高效可靠的建模基础。

关键词: 匝间短路; 变压器; 降阶混合模型; 场层分离; 高效计算方法

中图分类号: TH183 TM411+.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Efficient multi-field model order reduction and hybrid calculation method for inter-turn short-circuit transformers

Wu Zhenyu¹, Zhu Yonghao¹, Liu Yongbin¹, Lu Siliang¹, He Tao²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, China;

2. Ma'anshan Electric Power Supply Company, State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Ma'anshan 243011, China)

Abstract: Inter-turn short circuits are a major cause of winding deformation, insulation degradation, and failure in power transformers. An efficient and accurate simulation model is essential to analyze the evolution of electrical, magnetic, structural, and acoustic characteristics under such faults, which is crucial for revealing performance deterioration mechanisms. However, the strong nonlinear high-frequency transient shocks from short-circuit currents degrade the convergence and stability of traditional field-circuit coupled models, making it hard to balance accuracy and efficiency. To address this issue, this paper proposes a reduced-order hybrid modeling and efficient computation method for transformer multi-physics under inter-turn short circuits. First, based on the multi-conductor transmission line model, analytical expressions for winding voltage, winding current, and circulating current are derived to enable rapid excitation calculation. Second, a reduced-order hybrid strategy combining analytical and finite element models is established, enabling efficient electromagnetic-structural-acoustic co-simulation while reducing complexity. Finally, experiments on a 110 kV oil-immersed transformer with inter-turn short circuits are conducted to validate the proposed method. Results show that the current error is only 2.51%. Compared with the traditional fully coupled model, the proposed method improves the sound pressure spectrum evaluation metrics, with PCC increased by 18.6% and RMSE and JSD reduced by 22.6% and 27.8%, respectively. Meanwhile, memory usage is reduced by 37.1% and computational efficiency is improved by 29.8%. These findings confirm the proposed method's advantages in

收稿日期: 2026-03-22 Received Date: 2026-03-22

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金(52505077)、安徽省自然科学基金(2408085QE163)项目资助

accuracy and efficiency, providing a reliable modeling basis for online monitoring and intelligent diagnosis.

Keywords: inter-turn short circuit; transformer; reduced-order hybrid model; layer separation; efficient computation method

0 引言

作为电能传输系统的关键电力设备之一^[1-3],变压器服役性能可靠性与系统安全稳定运行紧密相关。随着用电负荷与电网规模的持续增长,不同电压等级的变压器数量快速上升至两千万台,其中老旧设备占比高。近年来高比例新能源负荷与成套电力电子装备并入系统,进一步导致了负荷特性与运行环境变化显著^[4-7],这为变压器稳定运行带来新的难题。

高比例新能源负荷具有规律的短时冲击特性,使得变压器遭受周期性“电-磁-力-热”多维冲击。“电-磁-力”频繁冲击极大地增加了绕组形变隐患^[8-11]。与此同时,“电-磁-热”冲击会导致绕组局部温升过高,加剧了绝缘劣化速率。多种因素共同作用下绕组发生短路的概率显著增加。当绕组发生短路时,故障区域环流幅值的增加使得电动力数值与温升速率呈现指数型增长,进一步诱发绕组失稳,最终可能会使得变压器停运。依据相关权威统计数据可知:变压器故障停运案例多数归因于绕组短路故障^[12-17]。因此,建立高效精准的电力变压器仿真模型,解析匝间短路下多维物理特性的演变规律,这对揭示性能劣化机制具有重要意义。

目前常规的变压器仿真模型主要分为黑盒模型、灰盒模型和白盒模型。黑盒模型即使用端口测试数据建立等效网络模型,无需掌握变压器内部复杂的几何与材料信息,且计算效率极高,但其严重依赖训练数据且缺乏物理解释,泛化能力有限^[18-19];白盒模型预先设定变压器绕组等效电路模型的拓扑结构,依据变压器绕组端口测试数据依次求解等效电路模型参数,能够在一定程度上兼顾宏观物理规律与计算速度,常用于系统级的暂态响应分析,但该模型仍需依赖实验数据或拟合参数进行校正,难以全面反映复杂工况下(尤其是发生局部故障时)的多物理场耦合机理^[20-22]。综合来看,上述两种模型均无法满足匝间短路工况下变压器内部多维物理特性的高精度解析需求。

相比之下,依据变压器实际机械结构建立的白盒模型,因能实现多维物理特性的机理层解析,成为解决上述高精度解析需求的更优选择。常规的白盒模型包括数学解析模型和有限元模型。数学解析模型^[23-26]基于多导体传输线模型,深入剖析了绕组局部放电的高频传播及过电压分布规律以及通过构建绕组集总参数等效模型,有效模拟了不同工况下的频响特性。然而,数学解析模型在应对复杂几何结构畸变与动态故障特征时,难以实现

微观物理场的高精度分析。为了弥补这一缺陷,三维有限元建模方法(finite element method, FEM)被广泛引入^[27]。但在短路等极端工况下,由于极强的瞬态非线性特征,传统全阶有限元模型的求解迭代次数急剧增多,导致计算资源消耗呈指数级增加^[28-31]。

为了突破传统有限元非线性求解的计算难题,学者们提出了一系列针对有限元模型的改进。陈志伟等^[32]基于响应面法构建了电磁力拟合模型实现了变压器绕组电磁力的高效计算;杨帆等^[33-34]提出了基于磁场张量的力与形变计算方法;王青于等^[35]基于本征正交分解和离散经验插值的方法实现了电磁力非线性瞬态方程的快速求解。尽管上述研究在提升电磁场及局部电磁力计算效率方面成效显著,但在应对匝间短路这一强耦合工况时,仍多局限于“电磁-力”求解域,尚未系统解析匝间短路下“机械振动与空间声压辐射”的演变规律。如若沿用现有建模方法,强非线性和暂态冲击使得模型收敛性和稳定性显著下降,在时间尺度与主导机理上放大数值负担,使得工程适用性受到限制。

为了提升现有模型在非线性匝间短路激励下的计算瓶颈,兼顾“电-磁-力-声”计算效率与计算精度。本文提出了面向匝间短路故障的变压器多物理场降阶混合建模及高效计算方法,该方法通过“降阶电磁模型-场层分离求解”的降阶混合计算策略,实现了对匝间短路下电磁激励、结构振动及声辐射全过程的精细化建模。该方法在计算数值稳定性、高效性等方面优于传统方法。

本文结构如下:1)依据多导体传输线模型,理论推导匝间短路下绕组电压与电流的解析表达式;2)提出了面向匝间短路故障的变压器多物理场降阶混合建模及高效计算方法,进一步分析“电-磁-结构-声”的全过程;3)针对具有匝间短路缺陷的变压器开展实验测试,对比传统“场路耦合模型”与本文提出的方法,验证本文方法准确性和高效性。

1 变压器多物理场降阶混合模型

1.1 匝间短路下绕组电磁解析模型

为了精确解析差异化匝间短路下变压器绕组电流的演变规律,本文针对变压器绕组建立了多导体传输线模型,理论推导了匝间短路下变压器绕组电流关联关系。多导体传输线模型如图1所示,基于传输线理论与波传播理论,将 n 匝变压器绕组等效为一个电路单元开展状态方程的公式推导。图1中 $\mathbf{C}_g$ 是对地电容矩阵; $\mathbf{K}$ 是匝间电容矩阵; $\mathbf{C}_d$ 是饼间电容矩阵; $U_s(N)$ 和 $U_r(N)$ 分别是

第 N 匝线圈的首端电压和末端电压; $I_s(N)$ 和 $I_R(N)$ 分别是第 N 匝线圈的首端注入电流和末端输出电流。

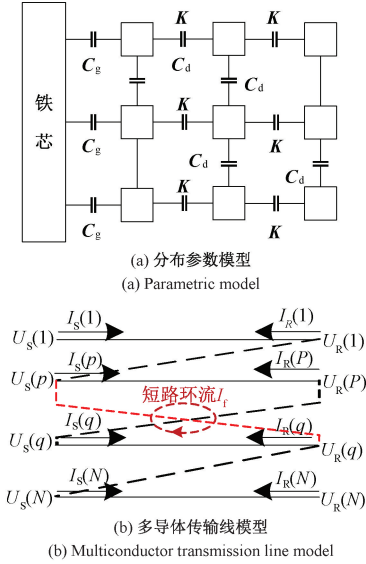


图1 变压器绕组等效模型

Fig. 1 Equivalent model of transformer winding

变压器绕组等效电路的电磁耦合方程如式(1)所示。

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial x} = -\mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial t} - \mathbf{G}\mathbf{U} \\ \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial x} = -\mathbf{L} \frac{\partial \mathbf{I}}{\partial t} - \mathbf{R}\mathbf{I} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{I}$ 、 $\mathbf{U}$ 分别为绕组电流矩阵、电压矩阵; $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{G}$ 、 $\mathbf{L}$ 、 $\mathbf{R}$ 分别为电容矩阵、电导矩阵、电感矩阵、电阻矩阵。

式(1)转换到频域($s=j\omega$),得到式(2):

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{U}(s, x) = -\mathbf{Z}\mathbf{I}(s, x) \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{I}(s, x) = -\mathbf{Q}\mathbf{U}(s, x) + \mathbf{Y}_s \frac{\partial^2}{\partial x^2} \mathbf{U}(s, x) \end{cases} \quad (2)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_1 & sM_{12} & \cdots & sM_{1n} \\ sM_{21} & Z_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & sM_{(n-1)n} \\ sM_{n1} & \cdots & sM_{n(n-1)} & Z_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Y_1 & -Q_{12} & \cdots & 0 \\ -Q_{21} & Y_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & -Q_{(n-1)n} \\ 0 & \cdots & -Q_{n(n-1)} & Y_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{Y}_s = \text{diag}(a^2 Y_{s1}, a^2 Y_{s2}, \cdots, a^2 Y_{sn}) \quad (5)$$

式中: a 为线圈单匝长度; 当 $i=1 \sim n$ 时, $Z_i = L_i + s$, $Y_{si} = k_{is} + g_i$; 当 $i=1$ 或 $i=n$ 时, $Y_1 = (C_1 + C_{d12}) \cdot s + (G_1 + G_{d12})$, $Y_n = (C_n + C_{dn(n-1)}) \cdot s + (G_n + G_{dn(n-1)})$; 当

$i=2 \sim n-1$ 时, $Y_i = (C_i + C_{d(i-1)i} + C_{d(i+1)i}) \cdot s + (G_i + G_{d(i-1)i} + G_{d(i+1)i})$, $Q_{i(i-1)} = C_{d(i-1)i} \cdot s + C_{d(i-1)i}$, $Q_{i(i+1)} = C_{d(i+1)i} \cdot s + C_{d(i+1)i}$.

式(2)可转换为式(6):

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{U}(s, x) = -\mathbf{Z}\mathbf{I}(s, x) \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{I}(s, x) = -\mathbf{Q}(\mathbf{E} + \mathbf{Y}_s \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{U}(s, x) \end{cases} \quad (6)$$

令 $\mathbf{Y} = \mathbf{Q}(\mathbf{E} + \mathbf{Y}_s \mathbf{Z})^{-1}$, 其中 $\mathbf{E}$ 为 $n \times n$ 阶全1矩阵, 则可得式(7)、(8):

$$\frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} \mathbf{U}(s, x) \\ \mathbf{I}(s, x) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{U}(s, x) \\ \mathbf{I}(s, x) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\mathbf{Z} \\ -\mathbf{Y} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过求解二阶多导体传输线方程来进行求解, 最终可得到实际的电压、电流解如式(9)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{U}(s, x) = \mathbf{T}_u(e^{-\gamma x} \mathbf{U}_m^+ + e^{\gamma x} \mathbf{U}_m^-) \\ \mathbf{I}(s, x) = \mathbf{T}_i(e^{-\gamma x} \mathbf{I}_m^+ - e^{\gamma x} \mathbf{I}_m^-) \end{cases} \quad (9)$$

$$e^{\pm \gamma x} = \begin{bmatrix} e^{\pm \gamma_1 x} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{\pm \gamma_2 x} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & e^{\pm \gamma_n x} \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(9)中的电压代入式(1)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}(s, x) &= -\mathbf{Z}^{-1} \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial x} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{T}_u \gamma (e^{-\gamma x} \mathbf{U}_m^+ - e^{\gamma x} \mathbf{U}_m^-) = \\ &= \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{T}_u \gamma \mathbf{T}_u^{-1} \mathbf{T}_u (e^{-\gamma x} \mathbf{U}_m^+ - e^{\gamma x} \mathbf{U}_m^-) \end{aligned} \quad (11)$$

令 $\mathbf{Y}_c = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{T}_u \cdot \mathbf{g} \mathbf{T}_u^{-1}$, 则式(9)转换为如式(12)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{U}(s, x) = \mathbf{T}_u(e^{-\gamma x} \mathbf{U}_m^+ + e^{\gamma x} \mathbf{U}_m^-) \\ \mathbf{I}(s, x) = \mathbf{Y}_c \mathbf{T}_u(e^{-\gamma x} \mathbf{U}_m^+ - e^{\gamma x} \mathbf{U}_m^-) \end{cases} \quad (12)$$

对于第 i 匝线圈, 其末端($x=1$)与第 $i+1$ 匝线圈的首端($x=0$)相连接, 其中 x 为每匝线圈的长度系数, 则根据基尔霍夫定律, 可得绕组的边界约束如式(13)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{M}\mathbf{U}(s, 0) + \mathbf{N}\mathbf{I}(s, 0) = \mathbf{P} \\ \mathbf{M}\mathbf{U}(s, 1) + \mathbf{N}\mathbf{I}(s, 1) = \mathbf{P} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{M}$ 是电压关联矩阵; $\mathbf{N}$ 是电流关联矩阵; $\mathbf{P}$ 为外部激励向量。针对第 p 匝与第 q 匝之间发生匝间短路故障时, 会引入新的短路环路约束, 约束方程如式(14)所示。

$$U_p(s, 0) - U_q(s, 1) = I_f R_f \quad (14)$$

式中: I_f 为短路环流; R_f 为短路电阻。

将变压器多导体传输线模型的边界方程即式(13)代入式(12), 再消去 $\mathbf{U}_m$, 可得式(15):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(s,0) \\ \mathbf{I}(s,1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}(s,0) \\ \mathbf{U}(s,1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{Y}_c \mathbf{T}_u \coth(\gamma l) \mathbf{T}_u^{-1} \quad (16)$$

$$\mathbf{B} = -\mathbf{Y}_c \mathbf{T}_u \operatorname{csch}(\gamma l) \mathbf{T}_u^{-1} \quad (17)$$

$$\begin{cases} U_{i+1}(s,0) = U_i(s,1) \\ I_{i+1}(s,0) = -I_i(s,1) \\ U_p(s,0) = U_q(s,1) \\ I_p(s,0) = -I_{p-1}(s,1) - I_f \\ I_{q+1}(s,0) = -I_q(s,1) + I_f \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} U_s(1) \\ U_s(2) \\ \vdots \\ U_s(p) \\ \vdots \\ U_s(q) \\ \vdots \\ U_s(n) \\ U_R(n) \end{bmatrix} = \boldsymbol{\Phi}_{(n+1) \times (n+1)} \begin{bmatrix} I_s(1) \\ 0 \\ \vdots \\ -I_f(p) \\ 0 \\ I_f(q) \\ 0 \\ \vdots \\ I_R(n) \end{bmatrix} \quad (19)$$

当绕组正常工作时线匝电流电压连续,而当第 p 匝与第 q 匝间发生短路时,短路匝之间的电压相等即 $U_p = U_q$,同时由于短路故障,在绕组原有电流的基础上增加了一个巨大的短路环流 I_f 如图 1(b) 所示,结合式(14)可得匝间短路后的绕组边界条件如式(18)所示,即匝间短路下绕组线匝电压与电流的表达式更改为如式(19)所示。

针对式(19)将 $I_1(s,0)$ 和 $U_1(s,0)$ 中 n 行元素矩阵消去成为 $n/2$ 行元素矩阵;将矩阵 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 的第 1 行、第 1 列除去,第 $a+n-1$ 行(列)叠加至 a 行(列)即可完成矩阵的缩减;进行矩阵消阶就可将 $2n \times 2n$ 阶矩阵消成 $(n+1) \times (n+1)$ 阶矩阵如式(20)所示。

$$\begin{cases} U_1(s,0) = \phi_{1,1} I_1(s,0) - \phi_{1,p} I_f(s,0) + \phi_{1,q} I_f(s,0) + \phi_{1,n+1} I_n(s,1) \\ U_p(s,0) = \phi_{p,1} I_1(s,0) - \phi_{p,p} I_f(s,0) + \phi_{p,q} I_f(s,0) + \phi_{p,n+1} I_n(s,1) \\ U_q(s,0) = \phi_{q,1} I_1(s,0) - \phi_{q,p} I_f(s,0) + \phi_{q,q} I_f(s,0) + \phi_{q,n+1} I_n(s,1) \\ U_n(s,1) = \phi_{n+1,1} I_1(s,0) - \phi_{n+1,p} I_f(s,0) + \phi_{n+1,q} I_f(s,0) + \phi_{n+1,n+1} I_n(s,1) \end{cases} \quad (20)$$

线饼所有线匝均串联连接,故障匝与非故障匝之间相差一个短路环流,结合式(20),得到短路环流的时域信号 $I_f(t)$ 和故障相的短路电流 $I_s(t)$ 如式(21)所示,作

为后续变压器“电磁-结构-声”耦合的激励源。

$$\begin{cases} I_i(t) = I_i(0) e^{-\frac{R_f}{L_f} t} + \frac{1}{L_f} \int_0^t e^{-\frac{R_f}{L_f}(t-\tau)} \frac{d}{d\tau} \left[\sum_{k \neq p,q} (M_{pk} - M_{qk}) I_k^{(0)}(\tau) \right] d\tau \\ I_s(t) = \sum_{i=1}^n I_i^{(0)}(t) + (q-p) I_f(t) \end{cases} \quad (21)$$

1.2 变压器“电-磁-力-声”多场耦合模型

依据 1.1 节中推导得到的电流作为激励源,先将其映射到三维有限元模型获得电流密度 $\mathbf{J}$,第 i 匝线圈电流密度大小如式(22)所示。

$$\mathbf{J}_i = \frac{I_i(t)}{A_i} \quad (22)$$

式中: $I_i(t)$ 、 A_i 分别为第 i 匝的瞬态电流和等效导体截面积。引入磁矢势 $\mathbf{A}$ 和标量电势 V 求解变压器空间磁场特性,方程如式(23)所示。

$$\begin{cases} \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\nu_m (\nabla \times \mathbf{A})) + \sigma \nabla V = 0 \\ \nabla \times (\nu_m \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J} \end{cases} \quad (23)$$

式中: σ 为绕组电导率; ν_m 为磁阻率。

根据式(23)推导出磁场能量公式,如式(24)所示。

$$\begin{cases} w_m = \int_0^B \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} \cdot d\mathbf{B} = \frac{1}{2\mu_0} \mathbf{B} \cdot \mathbf{B} = \frac{|\mathbf{B}|^2}{2\mu_0} \\ W_m = \frac{1}{2} \int_{\Omega} w_m d\Omega \end{cases} \quad (24)$$

式中: w_m 、 W_m 为磁场能量密度和磁场能量; $\mathbf{B}$ 为磁感应强度; μ_0 为磁导率; Ω 为空间积分区域。根据虚功原理推导出绕组电磁力体密度如式(25)所示。

$$\begin{cases} \delta W_m = - \int_{\Omega} (\nabla \cdot \mathbf{T}_M) \cdot \delta \mathbf{u} d\Omega \\ \mathbf{f}_{em} = \nabla \cdot \mathbf{T}_M \\ \mathbf{T}_M = \frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B} \mathbf{B}^T - \frac{1}{2} |\mathbf{B}|^2 \mathbf{I}) \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\mathbf{T}_M$ 为麦克斯韦应力张量; $\mathbf{u}$ 为位移场; $\mathbf{f}_{em}$ 为电磁力体密度; $\mathbf{I}$ 为单位张量。

接下来依据电磁场中的电磁力求解结构场,如式(26)所示。

$$\rho \ddot{\mathbf{u}} = \nabla \cdot \boldsymbol{\sigma} + \nabla \cdot \mathbf{T}_M \quad (26)$$

再根据位移场的本构关系(应力-应变-位移)代入式(27)得到加速度场的表达式,如式(27)所示。

$$\ddot{\mathbf{u}} = \frac{1}{\rho} [(\lambda + G) \nabla (\nabla \cdot \mathbf{u}) + G \nabla^2 \mathbf{u} + \nabla \cdot \mathbf{T}_M] \quad (27)$$

本构关系如式(28)所示。

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varepsilon} = \frac{1}{2}(\nabla \mathbf{u} + \nabla \mathbf{u}^T) \\ \boldsymbol{\sigma} = \lambda \text{tr}(\boldsymbol{\varepsilon}) \mathbf{I} + 2G\boldsymbol{\varepsilon} \\ \lambda = \frac{E\nu}{(1+\nu)(1-2\nu)} \\ G = \frac{E}{2(1+\nu)} \end{cases} \quad (28)$$

式中: ρ 为绕组材料密度; $\boldsymbol{\sigma}$ 为柯西应力张量; $\mathbf{n}$ 为法向单位向量; $\dot{\mathbf{u}}$ 和 $\ddot{\mathbf{u}}$ 为速度场和加速度场; λ 和 G 为拉梅常数; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为应变张量; E 为杨氏模量; ν 为泊松比。

结构-声耦合认为绕组表面的法向振动分量向声场辐射, 设绕组和油箱分别为离散的 N 个和 M 个等效振动单元, 根据动力学关系, 第 i 个绕组单元的法向振动加速度如式(29)所示。

$$a_i(\omega) = j\omega v_i(\omega) \quad (29)$$

第 i 个绕组振动单元至油箱内声压观测点的传播时间如式(30)所示。

$$\tau_i = \frac{r_i}{c_o} \quad (30)$$

式中: r_i 为传播距离; c_o 为油内声速。在频域分析中时间延迟 τ_i 等价为一个相位旋转项 $e^{-j\omega\tau_i}$, 根据球面波几何扩散效应则绕组在油箱内的观测点 k 处的总声压如式(31)所示。

$$p_k(\omega) = \sum_{i=1}^N \rho_o c_o \frac{a_i(\omega)}{j\omega} \frac{S_i}{4\pi r_i} e^{-j\omega r_i/c_o} \quad (31)$$

式中: S_i 为等效辐射面; ρ_o 为油的密度。

上述为绕组作为声源声压在油中的传播过程, 接下来分析油箱作为声源向外辐射的过程。

油箱的结构动力学方程如式(32)所示。

$$\begin{cases} (\mathbf{K} - \omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C}) \mathbf{u}(\omega) = \mathbf{F}_o(\omega) \\ \mathbf{F}_o(\omega) = \int_{\Gamma} p_k(\omega) \mathbf{n} dS \end{cases} \quad (32)$$

式中: $\mathbf{K}$ 、 $\mathbf{C}$ 和 $\mathbf{M}$ 分别为刚度矩阵、阻尼矩阵和质量矩阵; Γ 为油箱内声-结构耦合边界, 即油内的声压为等效载荷作用在油箱上, 第 j 个油箱振动单元产生法向加速度 $a_j(\omega)$, 同理可得油箱向外观测点 l 辐射的声压如式(33)所示。

$$p_l(\omega) = \sum_{j=1}^M \rho_a c_a \frac{a_j(\omega)}{j\omega} \frac{S_j}{4\pi r_j} e^{-j\omega r_j/c_a} \quad (33)$$

式中: ρ_a 为空气密度; c_a 为空气中的声速。

1.3 “降阶电磁模型-场层分离求解”混合计算策略

为了大幅削减系统自由度、避免全局强耦合矩阵求解, 实现计算效率与精度之间的优化平衡。同时保证关键电磁激励准确表达, 为此本文提出了全新模型降阶混合方法, 该模型首先在电磁系统中引入多导体传输线模型, 将原本基于麦克斯韦方程的三维连续场问题降维为

一维的分布参数模型, 以电压电流作为状态时空变量, 实现电磁场的等效降阶建模。在此基础上, 将电流响应映射为等效激励输入至三维有限元模型中, 驱动“电-磁-结构-声”的求解。

2 降阶混合模型与传统全耦合模型的对比分析及验证

2.1 匝间短路故障现场测试与有限元模型构建

为验证本文所提建模方法的准确性, 针对一台 SZ20-50000/110 型三相油浸式变压器开展空载实验。该变压器 A 相高压绕组存在匝间短路故障, 短路匝数约占该相高压绕组总匝数的 6%, 根据电磁力分布特性, 变压器振动经绕组本体、绝缘油传递至油箱表面, 在故障相对应位置处的振动响应最为显著, 在此布设传感器可最大程度地捕捉故障引发的结构动态特征, 图 2 展示了现场测试及测点布置情况。实验过程中全程采集故障绕组的相电流, 同时使用放在 A 相故障匝对应的变压器表面的振动传感器和声压传感器测试振动和空间声压信号。

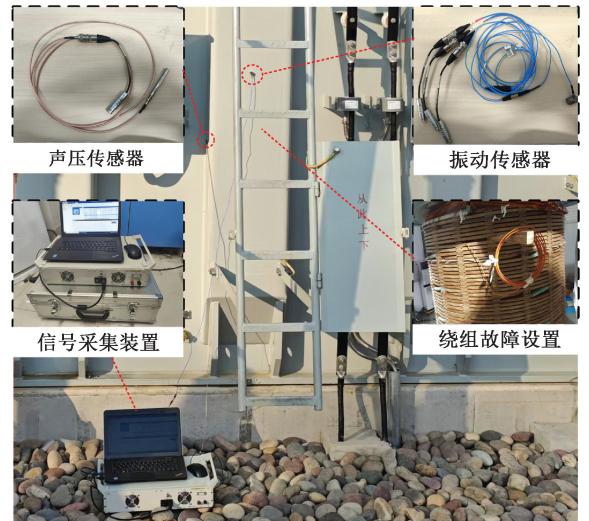


图2 110 kV 油浸式变压器匝间短路故障现场测试
Fig. 2 On-site testing of inter-turn short circuit fault of 110 kV oil-immersed transformer

针对图 2 中的 110 kV 油浸式变压器, 依据其实际机械结构尺寸建立 COMSOL 三维有限元模型。图 3 展示了完整的三维有限元模型。模型完整包含铁心、高低压绕组、垫块、绝缘油和油箱, 以及求解声场所需的空气域和完美匹配层, 各部件空间位置关系与实际结构严格一致。

变压器各个结构的材料参数如表 1 所示, 其中包含铁芯磁导率的非线性特性参数, 铁芯由硅钢片叠压而成, 其磁导率并非恒定值, 而是随磁通密度变化的非线性函数。在匝间短路工况下, 故障相电流峰值可达额定电流

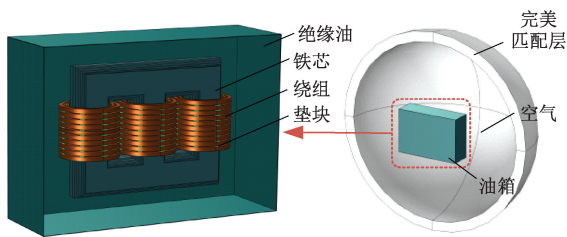


图 3 变压器三维有限元解析模型

Fig. 3 Three-dimensional finite element analysis model of transformer

的数十倍,铁心已进入深度饱和区,若采用恒定磁导率假设,将导致漏磁的幅值和空间分布产生较大的误差,因此,本文采用实测 B-H 曲线描述铁心磁化特性如图 4 所示,以准确捕捉饱和区的磁场行为。

表 1 变压器材料参数

Table 1 Transformer material parameters

材料	参数	值	单位
铁芯	相对介电常数	1	无量纲
	密度	7 650	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$
	磁导率	B-H	$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$
绕组	相对介电常数	1	无量纲
	相对磁导率	1	无量纲
	密度	8 960	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$
	电导率	5.998×10^7	$\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$
垫块	相对磁导率	1	无量纲
	相对介电常数	4.5	无量纲
	密度	1 190	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$
绝缘油	相对磁导率	1	无量纲
	相对介电常数	2.2	无量纲
	密度	885	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$
油壳	声速	1 450	$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$
	密度	7 870	$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$

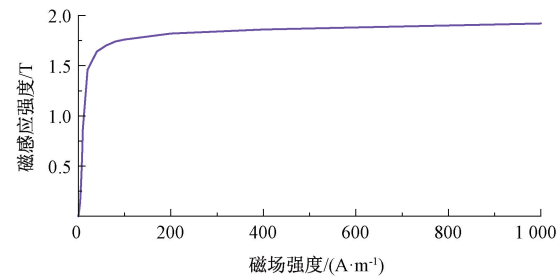


图 4 铁芯 B-H 曲线

Fig. 4 Iron core B-H curve

使用上述的三维有限元模型联合电磁场、结构力场和声场,引入完美匹配层(perfectly matched layer, PML)设定边界,模拟变压器“电-磁-力-声”多维物理特性演变规律。本文使用集群高性能计算平台计算模型,平台参数如表 2 所示。

表 2 高性能计算平台参数

Table 2 High-performance computing platform parameters

操作系统	内存	CPU 核数
CentOS Linux	2 048 GB	56

2.2 匝间短路工况下模型性能差异

1) 故障相电流与电磁分布对比分析

为验证本文所提建模方法在匝间短路工况下电磁场求解的准确性,首先从电流响应入手,对实验测量结果、传统场路全耦合模型及本文所提方法的计算结果进行了对比分析。图 5 给出了 3 种方式获得的故障相电流的时域波形。从图中可以观察到,3 种电流波形在整体变化趋势上基本一致,均呈现典型的短路电流特征,故障电流峰值巨大并缓慢衰减。然而,在细节特征上两种建模方法表现出明显差异。

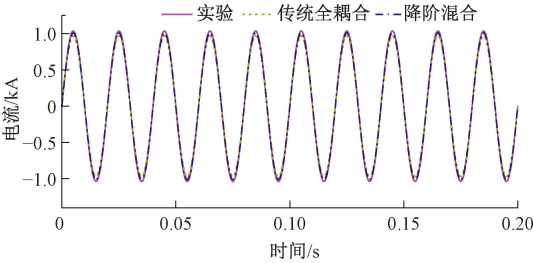


图 5 3 类故障相电流结果对比

Fig. 5 Comparison of phase current results of three types of faults

在短路电流峰值方面如表 3 示,本文方法计算得到的电流峰值为 1.01 kA,与实验测量值的误差仅为 2.51%;而传统全耦合模型计算得到的电流峰值为 0.97 kA,与实验值的误差达 6.37%,明显低估了短路冲击的严重程度。在衰减特征方面本文方法准确捕捉了电流从峰值向稳态过渡的衰减速率,其波形包络线与实验曲线在峰值附近及衰减段均高度吻合。相比之下,传统全耦合模型的衰减阶段电流变化率与实验值存在偏差,表现为部分时段计算值低于实验值、部分时段高于实验值,反映出该方法对匝间短路环流在多匝导体间动态分配过程的刻画能力不足。

综上所述可知:匝间短路下不同建模方法在电流响应预测方面已表现出差异。由于电流是电磁场与后续多物理场耦合分析的激励源,其计算精度将直接影响磁

表 3 电流准确度对比

Table 3 Current accuracy comparison

计算方式	电流/kA	误差/%
降阶混合	1.01	2.51
传统全耦合	0.97	6.37

场分布及电磁力的求解结果。在电流响应分析基础上,进一步对比两种建模方法计算得到的磁通密度与电磁力体密度分布,如图 6 所示两种方法得到的磁通密度分布与电磁力体密度分布在空间形态上高度一致。在绕组中部因安匝失衡导致漏磁出现局部集中,电磁力体密度分布与漏磁分布的空间特征相对应。

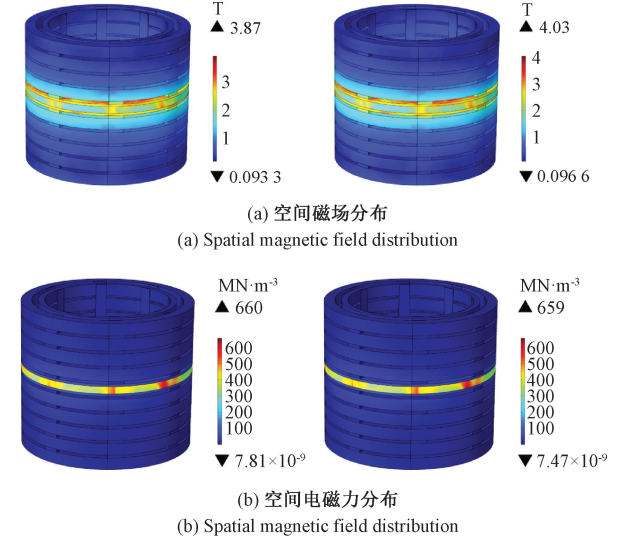


图 6 电磁场结果对比

Fig. 6 Comparison of electromagnetic field results

为了进一步量化上述对比,表 4 给出了两种方法计算得到的磁通密度与电磁力体密度最大值及其相对误差。两种方法在磁通密度最大值上存在 3.97% 的相对误差,而电磁力体密度最大值的相对误差为 0.15%。

表 4 磁场参量最大值对比

Table 4 Comparison of the maximum values of magnetic field parameters

物理参量	降阶混合	传统全耦合	相对误差/%
磁密	3.87 T	4.03 T	3.97
电磁力密度	660 MN·m ⁻³	659 MN·m ⁻³	0.15

2) 绕组应力变形及油箱振动频谱对比分析

在磁密与电磁力分析的基础上,本小节进一步对比两种建模方法在结构场响应层面的差异,依次从绕组本体力学响应和油箱表面振动传递两个层面展开。图 7 给

出了两种方法计算得到的绕组应力与位移分布对比。从应力分布来看,两种方法得到的应力集中区域均位于绕组中部及垫块接触面附近,这与图 6 中电磁力体密度在绕组中部集中的空间特征直接对应,其空间分布形态决定了应力集中的位置。从位移分布来看,两种方法计算得到的绕组变形模式基本一致,均表现为绕组中部向外侧方向的鼓胀变形,非故障处绕组向上下两端膨胀变形符合短路电磁力作用下绕组的典型变形模式。

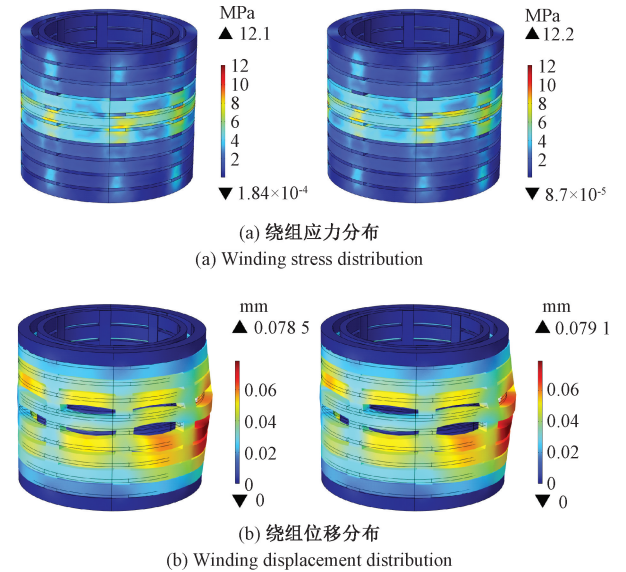


图 7 结构场结果对比

Fig. 7 Comparison of structural field results

为了进一步量化上述对比,表 5 给出了两种方法计算得到的绕组最大等应力与最大位移的定量对比。两种方法的最大应力分别为 12.1 和 12.2 MPa,相对误差为 0.82%;最大位移分别为 0.078 5 和 0.079 1 mm,相对误差为 0.76%。

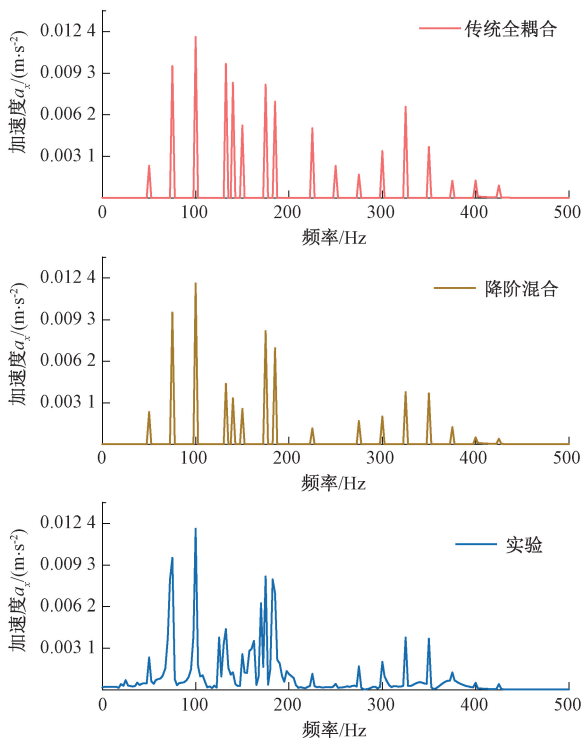
表 5 结构场参量最大值对比

Table 5 Comparison of the maximum values of structural field parameters

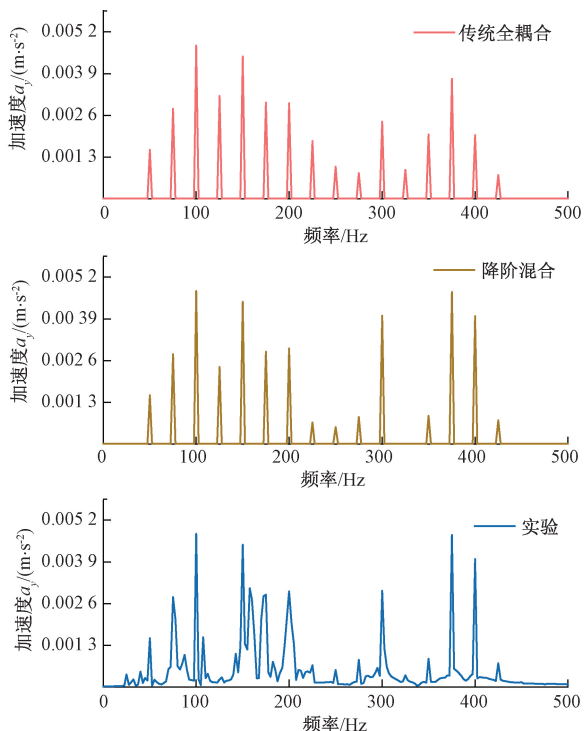
物理参量	降阶混合	传统全耦合	相对误差/%
应力	12.1 MPa	12.2 MPa	0.82
绕组位移	0.078 5 mm	0.079 1 mm	0.76

由于结构场响应不仅体现在绕组本体极值指标上,更重要的是其振动特性向油箱结构的传递效果。为此,进一步将两种方法计算得到的油箱表面测点的 x 、 y 、 z 3 个方向振动加速度频谱与实验测量值的对比,如图 8 所示。从频谱的整体分布特征来看,实验测量的振动加速度在 100 Hz 频率处呈现明显峰值,这是由电磁力中 50 Hz 分量的平方运算经麦克斯韦应力张量产生的二倍频激励所致,符合变压器振动的基本物理规律。从两种

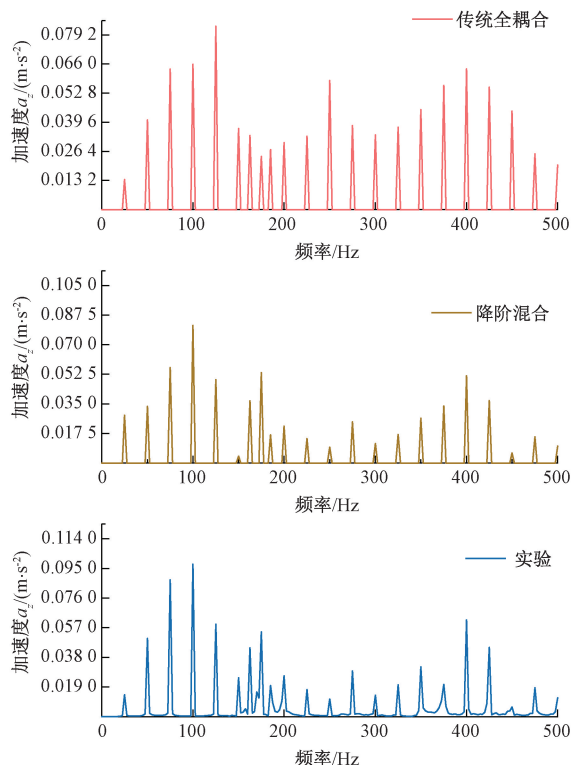
方法的对比来看,本文所提方法的频谱曲线在全部 3 个方向均与实验数据吻合较好,准确复现了 100 Hz 主频及其谐波峰值的频率位置和幅值。相比之下,传统全耦合模型在 100 Hz 分量处幅值偏低,在部分谐波频率处与实测值存在较为明显的偏差。



(a) 振动加速度 a_x 频谱分布
(a) Vibration acceleration a_x spectrum distribution



(b) 振动加速度 a_y 频谱分布
(b) Vibration acceleration a_y spectrum distribution



(c) 振动加速度 a_z 频谱分布
(c) Vibration acceleration a_z spectrum distribution

图 8 仿真与实验的油箱振动频谱图

Fig. 8 Simulation and experimental vibration spectrum of the fuel tank

为了定量评价两种方法的频谱计算精度,通过计算求解得到的振动数据与试验测得的振动数据的皮尔逊相关系数(Pearson correlation coefficient, PCC)如式(35)所示、均方根误差(root mean square error, RMSE)如式(36)所示和詹森-香农散度(Jensen-Shannon divergence, JSD)如式(37)所示来评估不同方法的准确性。

$$\begin{cases} \mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n] \\ \mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_n] \end{cases} \quad (34)$$

式中: $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{Y}$ 代表不同频谱的幅值数据。

$$r = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{\sqrt{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \cdot \sqrt{n \sum_{i=1}^n y_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^2}} \quad (35)$$

$$E_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2} \quad (36)$$

$$D_{\text{JS}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n x_i \log \frac{2x_i}{x_i + y_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n y_i \log \frac{2y_i}{x_i + y_i} \quad (37)$$

3 个方向振动加速度的 3 项指标对比结果如表 6 所示,相比于传统全耦合计算得到的振动信号,本文所提方

法计算的振动信号在 3 个方向上的 PCC 分别提升 13.4%、17.2% 和 23.2%,RMSE 分别降低 20.9%、21.6% 和 30.2%,JSD 分别降低 26.1%、30.0% 和 26.7%。3 项指标的一致改善表明,本文方法不仅在主频峰值预测上更准确(RMSE 降低),还在全频段的能量相对分布上与实验更为一致(JSD 降低),且频谱曲线的整体形状相关性更高(PCC 提升)。验证了本文所提方法能够更准确地反映绕组振动结构传递至油箱的动态响应过程。这进一步验证了本文所提出方法在多物理场耦合中对结构振动分析能力的提升,为后续声辐射分析提供了更可靠的结构响应输入。

表 6 振动加速度频谱指标对比

Table 6 Comparison of vibration acceleration spectrum indicators				
物理参量	对比指标	降阶混合	传统全耦合	准确度提升/%
加速度 a_x	PCC	0.76	0.67	13.4
	RMSE	1.17×10^{-3}	1.48×10^{-3}	20.9
	JSD	0.17	0.23	26.1
加速度 a_y	PCC	0.82	0.70	17.2
	RMSE	8.73×10^{-4}	1.11×10^{-3}	21.6
	JSD	0.14	0.20	30.0
加速度 a_z	PCC	0.85	0.69	23.2
	RMSE	7.12×10^{-4}	1.02×10^{-3}	30.2
	JSD	0.11	0.15	26.7

3) 油内及空气声压分布与频谱对比分析

结构振动响应通过绝缘油和油箱壁面的耦合,最终以声压的形式向外辐射。在上一小节油箱振动分析的基础上,进一步对比两种建模方法在声场响应层面的差异,依次从油内声压分布、空气声压分布和油箱表面声压频谱 3 个层面展开,并最后给出两种方法计算资源消耗的对比。两种方法计算得到的油内及油箱外空气声压分布对比如图 9 所示,从图中可以看出,两种方法得到的声压空间分布形态基本一致:油内声压呈现以绕组为声源向油箱壁面扩散的分布特征,声压在绕组故障处表面附近最高,随传播距离增加而逐渐衰减;油箱外空气声压则以油箱壁面为二次声源向外辐射,声压随距离增加逐渐衰减。

表 7 给出了两种方法计算得到的油内及空气最大声压的定量对比。两种方法在油箱内最大声压分别为 1.31×10^3 和 1.34×10^3 Pa,相对误差为 2.23%;油箱外空气最大声压分别为 0.30 和 0.305 Pa,相对误差为 1.63%,综上所述两种方法在声场宏观分布上具有很强的相似性。

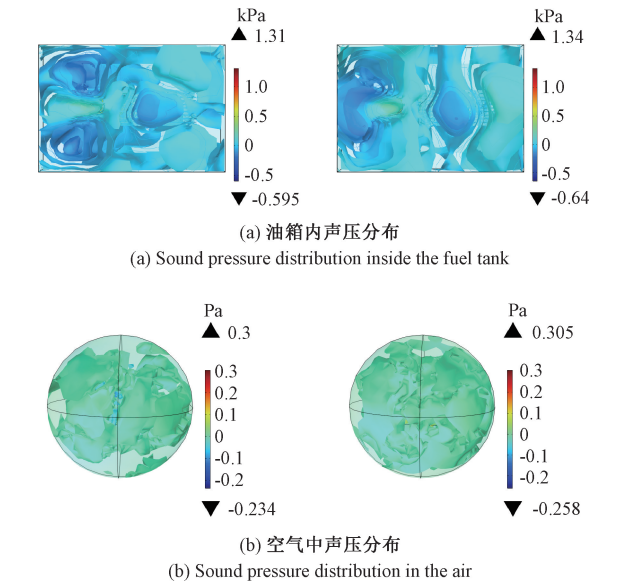
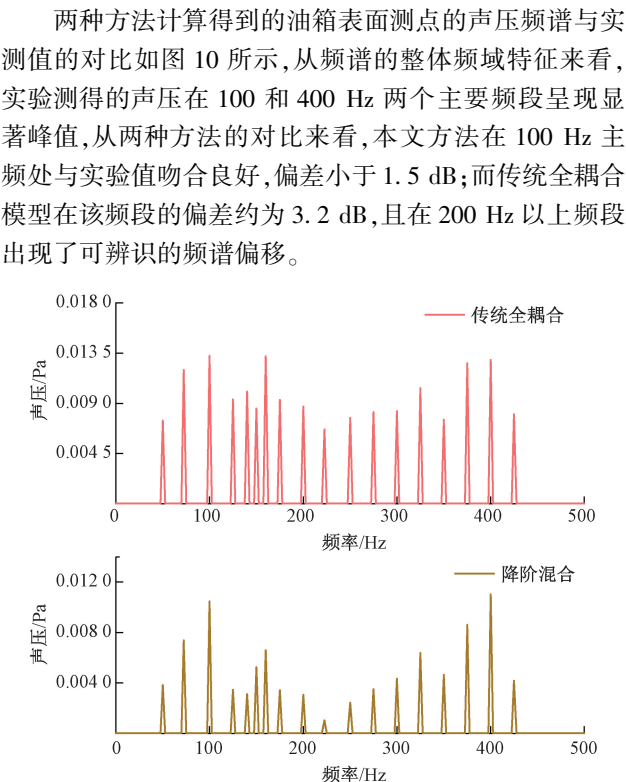


图 9 声场结果对比
Fig. 9 Comparison of sound field results

表 7 声场参量最大值对比
Table 7 Comparison of the maximum sound field parameters

物理参量	降阶混合	传统全耦合	相对误差/%
油箱内声压最大值	1.31×10^3 Pa	1.34×10^3 Pa	2.23
空气声压最大值	0.3 Pa	0.305 Pa	1.63



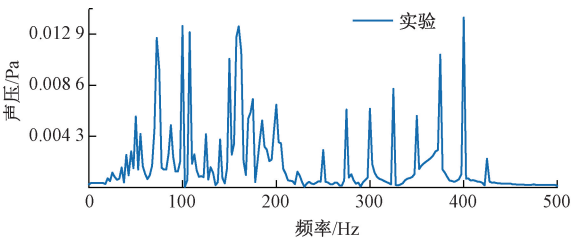


图 10 仿真与实验的空气声压频谱图
Fig. 10 Simulated and experimental air sound pressure spectrum

为定量评价声压频谱的计算精度,采用与上一小节相同的 3 项相似度指标进行评价。表 8 给出了两种方法声压频谱与实验值的 PCC、RMSE 和 JSD 对比,结果表明,本文方法在声压频谱预测方面全面优于传统全耦合模型,PCC 提升 18.6%,RMSE 降低 22.6%,JSD 降低 27.8%。3 项指标的一致改善,表明本文方法不仅在声压主频幅值计算上更准确,而且在全频段的能量相对分布上也与实验更为吻合。

表 8 声压频谱指标对比

Table 8 Comparison of sound pressure spectrum indicators

物理参量	对比指标	降阶混合	传统全耦合	准确度提升/%
声压	PCC	0.83	0.70	18.6
	RMSE	1.44×10^{-3}	1.86×10^{-3}	22.6
	JSD	0.26	0.36	27.8

最后,从计算效率角度对两种方法进行对比。表 9 给出了两种建模方法在相同集群计算平台上的计算资源消耗。结果表明,使用本文所提方法计算内存占用由 523 GB 降至 329 GB,降幅达 37.1%;计算时间由 20.8 h 缩短至 14.6 h,降幅达 29.8%,即降阶混合方法不仅在精准度方面有所提升,在计算效率方面也优于传统全耦合计算方法。这一效率提升的物理根源在于本文提出的“降阶电磁模型-场层分离求解”策略:多导体传输线模型将电磁激励源的求解从三维有限元场中剥离,大幅削减了电磁场求解的自由度;场层分离求解避免了传统全耦合方法中电磁-结构-声 3 个物理场矩阵的全局强耦合迭代,各物理场依次求解,矩阵规模和迭代次数均显著减小。

表 9 计算效率对比

Table 9 Comparison of computational efficiency

类型	降阶混合	传统全耦合	效率提升/%
使用内存	329 GB	523 GB	37.1
计算时间	14.6 h	20.8 h	29.8

3 结 论

本文提出了面向匝间短路故障的变压器多物理场降阶混合建模及高效计算方法,该方法通过“降阶电磁模型-场层分离求解”的降阶混合计算策略,实现了计算效率与结果精度之间的平衡。传统模型与所提方法的对比结果表明:本文所提方法在电流计算精度方面具有明显优势,由于激励源误差的减小使得声压预测更加精准,与实验测得的声压相比,本文所提方法计算得到的声压频谱在 PCC、RMSE 以及 JSD 方面准确度较传统全耦合分别提升 18.6%、22.6% 和 27.8%,同时在使用内存和计算时间方面效率分别提升了 37.1% 和 29.8%,验证了该方法的有效性,解决了匝间短路工况下传统场-路多物理场全耦合方法计算效率低、声场预测精度受限的问题。

参考文献

[1] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.
TANG G F, PANG H, HE ZH Y. R&D and application of advanced power transmission technology in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771.

[2] 刘可心, 刘云鹏, 傅榕韵, 等. 基于径向基函数-扩展动态模态分解的油浸式电力变压器绕组瞬态温度场快速预测方法[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(6): 2587-2600.
LIU K X, LIU Y P, FU R Y, et al. Rapid prediction method for transient temperature rise of oil-immersed power transformer winding based on RBF-EDMD[J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(6): 2587-2600.

[3] 覃兆宇, 孔洒洒, 朱凯, 等. 融合宽带超声与深度学习的变压器油微水非侵入式检测方法[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(9): 186-197.
QIN ZH Y, KONG S S, ZHU K, et al. Integrated broadband ultrasound and deep learning technique for non-invasive trace moisture detection in transformer oil[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(9): 186-197.

[4] 缪希仁, 曹喜龙, 江灏, 等. 电力变压器缺陷记录嵌套实体识别方法[J]. 仪器仪表学报, 2026, 47(2): 161-172.
MIAO X R, CAO X L, JIANG H, et al. Nested entity recognition method for power transformer defect records[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2026, 47(2): 161-172.

- [5] 王雨虹, 王志中, 付华, 等. 多策略改进麻雀算法与BiLSTM的变压器故障诊断研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(3): 87-97.
WANG Y H, WANG ZH ZH, FU H, et al. Research on transformer fault diagnosis based on the improved multi-strategy sparrow algorithm and BiLSTM [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(3): 87-97.
- [6] 潘超, 陈祥, 蔡国伟, 等. 基于小波包尺度-能量占比的变压器三相不平衡绕组振动特征辨识[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(4): 129-137.
PAN CH, CHEN X, CAI G W, et al. Identification of winding vibration characteristics of three-phase unbalanced transformer based on scale-energy ratio of wavelet packet[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(4): 129-137.
- [7] 曲岳晗, 何林, 杨冬锋, 等. 基于多源监测数据和自适应故障阈值的变压器绕组绝缘故障预测方法[J]. 仪器仪表学报, 2026, 47(3): 372-389.
QU Y H, HE L, YANG D F, et al. Fault prediction method for transformer winding insulation based on multi-source monitoring data and adaptive fault threshold[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2026, 47(3): 372-389.
- [8] 何晋伟, 王程锦, 历成元, 等. 新能源工业微电网运行控制问题分析及应对方案[J]. 高电压技术, 2025, 51(8): 3762-3784.
HE J W, WANG CH J, LI CH Y, et al. Typical problems in operation and control of renewable energy industrial microgrid: Analysis and solutions[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(8): 3762-3784.
- [9] 刘行谋, 薛金鑫, 杨永明, 等. 变压器铁芯搭接区磁热等效及温升影响研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(6): 187-196.
LIU X M, XUE J X, YANG Y M, et al. Research on magnetic heat equivalent and temperature rise of the lap area of transformer core[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(6): 187-196.
- [10] 李鹏, 袁帅, 于浩, 等. 大规模新能源接入下输变电装备智能化的发展[J]. 高电压技术, 2025, 51(8): 4235-4247.
LI P, YUAN SH, YU H, et al. Intelligent development of power transmission and transformation equipment in the context of large-scale renewable energy integration[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(8): 4235-4247.
- [11] 邓祥力, 吴诗华, 童志祥, 等. 基于漏磁场幅值差动的非规则绕组变压器早期故障保护研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(11): 4269-4282.
DENG X L, WU SH H, TONG ZH X, et al. Research on early fault protection of irregular winding transformer based on leakage field magnitude difference[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(11): 4269-4282.
- [12] 赵志刚, 魏乐, 温涛, 等. 变压器铁心模型谐波磁损耗的计算与分析[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 19-27.
ZHAO ZH G, WEI L, WEN T, et al. Calculation and analysis of harmonic magnetic loss in transformer core model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 19-27.
- [13] 张立静, 盛戈埠, 倪子瞻, 等. 油浸式电力变压器匝间故障早期的电热特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 6124-6136.
ZHANG L J, SHENG G H, NI Z ZH, et al. Study on electrothermal characteristics of oil-immersed power transformers in early stage of interturn faults[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 6124-6136.
- [14] 林智勇, 张达敏, 黄国泰, 等. 回复电压微分谱线特性的变压器绝缘老化研究[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(8): 1954-1960.
LIN ZH Y, ZHANG D M, HUANG G T, et al. Insulation aging of transformer based on recovery voltage differential spectrum line characteristic [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(8): 1954-1960.
- [15] 贺德华, 蔡金锭, 蔡嘉. 基于弛豫电量的变压器油纸绝缘老化评估[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(5): 1079-1085.
HE D H, CAI J D, CAI J. Aging evaluation of transformer oil-paper insulation based on quantity of relaxation charge [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(5): 1079-1085.
- [16] 李鹏, 隋华泽, 徐征宇, 等. 基于等效短路试验的变压器绕组线累积效应[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(6): 2411-2423.
LI P, SUI H Z, XU ZH Y, et al. Cumulative effect of winding wires in transformer based on equivalent short-circuit test [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(6): 2411-2423.
- [17] 刘达, 彭敏放, 万勋, 等. 基于行波分析的变压器绕组匝间短路故障定位[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(9): 2091-2096.
LIU D, PENG M F, WAN X, et al. Inter-turn short-circuit fault location for transformer winding based on

- traveling wave analysis[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(9): 2091-2096.
- [18] HOLDYK A, GUSTAVSEN B, ARANA I, et al. Wideband modeling of power transformers using commercial sFRA equipment [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(3): 1446-1453.
- [19] FILIPOVIĆ-GRČIĆ D, FILIPOVIĆ-GRČIĆ B, UGLEŠIĆ I. High-frequency model of the power transformer based on frequency-response measurements [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(1): 34-42.
- [20] AGHMASHEH R, RASHTCHI V, RAHIMPOUR E. Gray box modeling of power transformer windings based on design geometry and particle swarm optimization algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(5): 2384-2393.
- [21] MUKHERJEE P, SATISH L. Generalized analytical expression for natural frequencies of a single isolated air-core inhomogeneous transformer winding [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(5): 2313-2319.
- [22] ABU-SIADA A, MOSAAD M I, KIM D, et al. Estimating power transformer high frequency model parameters using frequency response analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1267-1277.
- [23] HOSSEINI S M H, BARAVATI P R. New high frequency multi-conductor transmission line detailed model of transformer winding for PD study [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2017, 24(1): 316-323.
- [24] ZHANG Q H, WANG SH H, QIU J, et al. Application of an improved multi-conductor transmission line model in power transformer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2029-2032.
- [25] 周利军, 员秀程, 王东阳, 等. 基于电压阻尼振荡的变压器故障绕组识别方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3218-3231.
- ZHOU L J, YUAN X CH, WANG D Y, et al. Transformer fault winding identification method based on voltage damped oscillation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3218-3231.
- [26] 姚陈果, 胡迪, 赵仲勇, 等. 基于有限元法的电力变压器绕组集总参数电路仿真建模[J]. 高电压技术, 2018, 44(11): 3517-3523.
- YAO CH G, HU D, ZHAO ZH Y, et al. Simulation modeling of lumped parameter circuit for power transformer winding based on the finite element method[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(11): 3517-3523.
- [27] 赵志刚, 李光范, 李金忠, 等. 基于有限元法的大型电力变压器抗短路能力分析[J]. 高电压技术, 2014, 40(10): 3214-3220.
- ZHAO ZH G, LI G F, LI J ZH, et al. Analyzing the short-circuit withstanding ability of large power transformer based the FEM method[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(10): 3214-3220.
- [28] WANG SH H, ZHANG H J, WANG S, et al. Cumulative deformation analysis for transformer winding under short-circuit fault using magnetic-structural coupling model [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 0606605.
- [29] 袁发庭, 杨毅, 钟浩, 等. 短路工况下配电变压器绕组磁场—结构力场耦合特性及累积效应形变特性[J]. 高电压技术, 2025, 51(10): 5238-5252.
- YUAN F T, YANG Y, ZHONG H, et al. Magnetic-structural force coupling characteristics and cumulative deformation characteristics of distribution transformer windings under short-circuit conditions[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(10): 5238-5252.
- [30] 王胜辉, 许育帅, 孙凯旋, 等. 多物理场耦合下不同短路与接地故障对变压器绕组状态影响的仿真研究[J]. 高电压技术, 2023, 49(6): 2397-2408.
- WANG SH H, XU Y SH, SUN K X, et al. Simulation study on the influence of different short circuit and ground fault on transformer winding state under the coupling of multiple physical fields[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2397-2408.
- [31] 张冰倩, 咸日常, 于洋, 等. 匝间短路故障下电力变压器绕组的物理特征分析[J]. 高电压技术, 2021, 47(6): 2177-2185.
- ZHANG B Q, XIAN R CH, YU Y, et al. Analysis of physical characteristics of power transformer windings under inter-turn short circuit fault [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2177-2185.
- [32] 陈志伟, 何云翔, 黄胜鑫, 等. 基于响应面法的变压器绕组电磁力高效计算[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(16): 6685-6697.
- CHEN ZH W, HE Y X, HUANG SH X, et al. Efficient calculation of transformer windings electromagnetic force based on response surface method[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(16): 6685-6697.
- [33] 杨帆, 高三策, 贾鸿益, 等. 基于磁场张量的变压器绕组电磁力研究[J]. 高电压技术, 2025, 51(12):

5723-5734.

YANG F, GAO S C, JIA H Y, et al. Research on transformer winding electromagnetic force based on magnetic field tensor [J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(12): 5723-5734.

- [34] 杨帆, 高三策, 赵轶, 等. 基于磁场梯度张量的变压器绕组短路力及形变分析[J]. 电工技术学报, 2026, 41(1): 14-25.

YANG F, GAO S C, ZHAO Y, et al. Analysis of short-circuit forces and deformation in transformer windings based on magnetic field gradient stress tensors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(1): 14-25.

- [35] 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 Q Y, TIAN S B, ZENG Q, et al. Fast calculation method of magnetic field and shortcircuit 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.

作者简介



吴振宇, 2017 年于西南交通大学获得学士学位, 2022 年于西南交通大学获得博士学位, 现为安徽大学电气工程与自动化学院副教授, 主要研究方向为机电设备的故障演化、状态感知、智能诊断。

E-mail: zhenyu-wu@ahu.edu.cn

Wu Zhenyu received his B.Sc. degree from Southwest Jiaotong University in 2017 and Ph.D. degree from Southwest Jiaotong University in 2022. He is currently an associate professor at the School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, with research focusing on fault evolution, condition perception, and intelligent diagnosis of electromechanical equipment.



朱永昊, 2023 年于安徽大学获得学士学位, 现为安徽大学硕士研究生, 主要研究方向为变压器多物理场仿真。

E-mail: 2847767136@qq.com

Zhu Yonghao received his B.Sc. degree from Anhui University in 2023, He is currently a master's student at Anhui University, mainly researching multi-physical field simulation of transformers.



刘永斌, 1999 年于合肥工业大学获得学士学位, 2004 年于中国科学技术大学获得硕士学位, 2011 年于中国科学技术大学获得博士学位, 现为安徽大学教授, 主要研究方向为设备状态监测与智能运维、智能材料驱动与传感。

E-mail: lyb@ustc.edu.cn

Liu Yongbin received his B.Sc. degree from Hefei University of Technology in 1999, M. Sc degree from the University of Science and Technology of China in 2004, and Ph.D. degree from the University of Science and Technology of China in 2011. He is currently a professor at Anhui University, with a primary research focus on equipment condition monitoring and intelligent operation and maintenance, and intelligent material actuation and sensing.



陆思良 (通信作者), 2010 年于中国科学技术大学获得学士学位, 2015 年于中国科学技术大学获得博士学位。现为安徽大学电气工程与自动化学院教授, 主要研究方向为机电系统的状态监测和故障诊断、信号处理、物联网和边缘计算。

E-mail: silianglu@ahu.edu.cn

Lu Siliang (Corresponding author) received his B.Sc. degree from the University of Science and Technology of China in 2010 and Ph.D. degree from the University of Science and Technology of China in 2015. He is currently a professor at the School of Electrical Engineering and Automation at Anhui University, with a primary research focus on condition monitoring and fault diagnosis of electromechanical systems, signal processing, the Internet of Things, and edge computing.



何涛, 2013 年于吉林化工大学获学士学位, 2017 年于东北大学获得硕士学位, 现为安徽省电力公司马鞍山供电公司高级工程师, 主要研究方向为电力系统、潮流计算、电气测试、神经网络、无线网络等。

E-mail: 13685641941@163.com

He Tao received his B.Sc. degree from Jilin University of Chemical Technology in 2013 and M. Sc degree from Northeastern University in 2017. He is currently a senior engineer at Ma'an Shan Power Supply Company of Anhui Electric Power Company, with main research interests in power systems, power flow calculation, electrical testing, neural networks, and wireless networks.