

变压器工频叠加高频合成电压产生方法与分布特性研究

徐丽萌¹, 张轩瑞¹, 孙策¹, 钱国超², 张凯³, 李军浩¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 云南电网有限责任公司, 650011, 昆明; 3. 山东电力设备有限公司, 250000, 济南)

摘要: 针对10~35 kV配电变压器承受工频叠加高频复合电压时, 变压器绕组内部电压随频率和高频含量变化规律尚不明确的问题, 展开合成电压产生方法及分布特性的研究。基于变压器绕组间电磁耦合关系, 构建3种叠加拓扑结构; 以电压传递和支路隔离性能为约束, 通过1~100 kHz的扫频仿真, 优化保护隔离参数并优选试验方案; 搭建10 kV变压器试验平台, 结合分布参数模型和模态分析, 研究频率及高频含量对绕组内部电压分布的影响。研究表明: 3种叠加拓扑结构均能有效传递工频电压, 其中低压耦合叠加拓扑结构在1~20 kHz频带内所需高频电源最大电压仅为23.6 V, 显著低于其余2种结构的610 V。同时, 低压耦合叠加拓扑结构的工频分量及1~20 kHz频带内的高频分量均沿绕组单调递减, 高频频率接近固有模态频率时, 电压峰值向内部迁移; 频率为60 kHz时, 在绕组长度40%处的高频电压达到绕组首端处的3.11倍; 高频含量由5%增至20%时, 空间电压峰值由78 V增至312 V, 但空间分布形态与峰值空间位置基本不变。低压耦合叠加拓扑结构可显著降低高频电源电压等级, 并兼顾电压传递与支路隔离, 可为配电变压器宽频绝缘试验及运行安全评估提供技术支撑。

关键词: 工频叠加高频; 合成电压; 变压器绕组; 电压分布

中图分类号: TM406 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtubXXXXXX001 **文章编号:** 0253-987X(XXXX)XX-0001-12

Generation Method and Winding Distribution Characteristics of Power-Frequency Voltage Superimposed with High-Frequency Voltage in Transformers

XU Limeng¹, ZHANG Xuanrui¹, SUN Ce¹, QIAN Guochao², ZHANG Kai³, LI Junhao¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650011, China; 3. Shandong Electric Power Equipment Co., Ltd., Jinan 250000, China)

Abstract: To clarify how the internal voltage distribution of 10 - 35 kV distribution transformers varies with frequency and the proportion of the high-frequency component under composite voltages consisting of power-frequency and high-frequency components, this study investigates composite-voltage generation methods and winding voltage distribution characteristics. Three superposition topologies are developed based on electromagnetic coupling between transformer windings. Their

收稿日期: 2026-08-03。 基金项目: 智能电网重大专项(2030)资助项目(2025ZD0807800); 陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2025JC-YBQN-632)。

网络出版日期: XXXX-XX-XX

网络出版地址:

protection and isolation parameters are optimized through 1 – 100 kHz frequency-sweep simulations, considering voltage transfer and branch isolation performance. A 10 kV transformer test platform is then established, and the effects of frequency and the proportion of the high-frequency component on internal winding voltage distribution are analyzed using a distributed-parameter model and modal analysis. Results show that all three topologies effectively transmit the power-frequency component. The low-voltage coupling superposition topology requires a maximum high-frequency source voltage of only 23.6 V within 1 – 20 kHz, compared with 610 V for the other two topologies. In this topology, both the power-frequency component and the high-frequency component within 1 – 20 kHz decrease monotonically along the winding. As the frequency of the high-frequency component approaches a natural modal frequency, the voltage peak shifts toward the winding interior. At 60 kHz, the high-frequency voltage at 40% of the winding length reaches 3.11 times that at the winding terminal. When the proportion of the high-frequency component increases from 5% to 20%, the spatial voltage peak increases from 78 V to 312 V, while the distribution pattern and peak location remain nearly unchanged. The proposed topology substantially reduces the required high-frequency source voltage while maintaining effective voltage transfer and branch isolation, providing technical support for wide-frequency insulation testing and operational safety assessment of distribution transformers.

Keywords: power frequency superimposed with high frequency; composite voltage; transformer winding; voltage distribution

新能源及电力电子设备接入电网产生的高频分量,使变压器承受工频与高频复合的电压应力^[1-5]。现行绝缘试验主要针对工频和冲击电压^[6],工频试验主要考核绝缘在稳态电场作用下的耐受能力,难以反映绕组分布参数引起的高频振荡和局部电压放大;雷电冲击和操作冲击试验作用时间短,无法充分表征高频电压持续叠加时的电压响应^[7]。工程实际中,分布式电源主要接入 35 kV 及以下的配电网^[8],高频扰动的传播又受网络阻抗和谐振特性的影响^[9],因此,针对 10 ~ 35 kV 配电变压器的工频叠加高频合成电压的产生与特性研究具有重要意义。

现有合成电压试验多采用多电源耦合, Knenicky 等^[10]构建了由工频电源、高频电源及耦合隔离回路组成的复合电压试验平台,能够将工频电压与 5 kHz 高频谐波的组合同时施加至试品。乔新涵等^[4]采用工频电源、谐波电源、工频变压器、谐波变压器及耦合支路组成叠加系统,通过分别对基波和谐波分量进行升压,在试品外部完成复合电压的合成。王威望等^[11]通过脉冲发生回路与逆变回路的结合,实现了方波电压与高频电压分量的叠加。钱国超等^[12]利用任意波形发生器配合功率放大器,实现了工频电压叠加指定谐波分量的试验波形。总体而言,现有研究多采用两套独立电源分别产生

工频与高频分量,并在试品外部完成电压叠加,其研究对象主要为绝缘材料试品或等效负载。对于实体变压器,由于其电压等级较高且宽频阻抗特性复杂,高频电源通常需要具备更高的输出电压和负载驱动能力。此外,保护隔离器件与变压器内部网络之间的耦合作用还可能影响复合电压的传递效果与波形准确性。因此,需要研究适用于实体变压器的工频叠加高频电压产生方法,以在保证电压传递效果和支路隔离能力的同时,降低高频电源的电压等级与绝缘要求。

对于高频暂态作用下,变压器内部绕组电压分布的测量与仿真,辛佳祺等^[13]对锥形高压绕组施加不同脉宽的单脉冲,研究发现,随着脉宽的缩短,绕组电压波形畸变程度加剧,且首端电压集中现象更加显著。在此基础上,文献[13]还建立了锥形绕组多导体传输线模型,揭示了绕组内部电压分布受分布电感、匝间电容及对地电容共同作用的机理。Smajic 等^[14]基于静电场和磁场有限元计算,提取绕组电容、电感及电阻矩阵,构建了包含各匝耦合关系的高频等值模型;同时利用带内部测量抽头的干式变压器和雷电冲击发生器,对不同绕组位置的节点电压进行非破坏性测量,实现了仿真结果与内部实测波形的对比验证。Cremasco 等^[15]建立了考虑利兹线和磁芯高频损耗的全耦合多导体传输线模

型,测量了中频变压器各匝对地电压的传递函数,以及脉冲宽度调制(PWM)连续运行时的内部电压波形,并发现PWM高频谐波能够反复激发绕组谐振,产生周期性的内部过电压。上述研究表明,高频分量的波形特征、频谱组成及其与绕组固有谐振特性的耦合作用,是影响变压器内部电压分布和绝缘应力的重要因素。因此,在工频电压与高频分量共同作用的实际运行工况下,高频分量对绕组内部电压分布及局部绝缘应力的影响不容忽视,有必要进一步开展合成电压条件下绕组电压分布的测量、建模与仿真研究,以准确揭示内部过电压的产生规律,并为绕组绝缘设计及运行安全评估提供理论依据。

综上所述,高频分量可能引起变压器绕组内部电压的分布不均,并在特定频率下激发绕组谐振,从而增大局部电压应力。为揭示工频与高频分量共同作用下,变压器绕组内部电压的分布特性,本文面向10~35 kV配电变压器,研究工频叠加高频合成电压的产生拓扑,并据此搭建相应的合成电压试验系统;通过测试1~100 kHz频带范围内,变压器绕组内部电压,分析不同高频分量作用下电压的分布规律;进一步结合变压器绕组分布参数模型,对试验现象及其形成机理进行分析,该研究为变压器绕组绝缘设计与运行安全评估提供理论和试验依据。

1 工频叠加高频合成电压产生方法

1.1 合成电压产生拓扑与基本原理

工频叠加高频合成电压是在工频基波电压上叠加连续高频正弦分量形成的复合电压,与冲击电压或阻尼振荡电压不同,其高频分量不随时间衰减,也不局限于某一触发时刻。在不考虑电源及传输网络引起的波形畸变时,被试品高压端的合成电压可统一表示为

$$u_H(t) = \sqrt{2} u_{50,H} \sin(2\pi f_{50}t + \varphi_{50}) + \sqrt{2} u_{hf,H} \sin(2\pi f_h t + \varphi_h) \quad (1)$$

式中: $u_H(t)$ 为被试品高压端合成电压瞬时值; $u_{50,H}$ 为高压侧合成电压中经快速傅里叶变换(FFT)提取的工频基波有效值; $u_{hf,H}$ 为高压端实测合成电压中经FFT提取的高频分量有效值; t 为时间; f_{50} 、 f_h 分别为工频频率和高频频率; φ_{50} 和 φ_h 分别为工频分量和高频分量的初相位。

式(1)表明,工频叠加高频合成电压的形成,实

质是2种不同频率的连续电压分量在被试品高压端的线性合成。因此,工频电压与高频电压的叠加方案主要分为两类:一是通过变压器外部并联叠加,二是利用变压器绕组间的电磁耦合关系进行耦合叠加。其中,变比耦合叠加方案又可进一步细分为高压侧注入高频电源和低压侧注入高频电源2种方式。

图1为3种合成电压叠加拓扑结构。其中,并联叠加拓扑结构如图1(a)所示,由图可知,工频电源通过工频支路向被试品施加工频电压,高频电源经保护电阻和隔离电容接入高压合成端;隔离电感、保护电阻及隔离电容均用于限制工频电流和高频电流的相互干扰。

高压侧耦合叠加拓扑结构如图1(b),由图可知,工频电源接入变压器低压侧,工频电压经变压器升压后传递至高压侧;高频电源从高压侧注入,并与工频电压在高压输出端合成。图1(c)为低压侧耦合叠加拓扑结构,由图可知,工频电源直接接入高压侧,高频分量利用变压器的电磁耦合关系传递至高压侧,并与工频电压形成合成电压。3种叠加拓扑结构的差异主要体现在高频分量的注入位置、变压器参与耦合的方式以及2个电源支路之间的隔离特性。

为评价不同叠加拓扑结构的工频电压和高频电压传输能力及支路隔离性能,本文采用高压侧工频电压传递系数、高频电压传递系数、工频注入电流比和高频注入电流比这4项指标进行评价。工频电压传递系数用于判断高频叠加支路接入后是否对工频电压的传递产生影响,表达式为

$$H_{50} = \frac{U_{50,H}}{U_{50,in}^{(H)}} \quad (2)$$

式中: H_{50} 为工频电压传递系数; $U_{50,H}$ 为高压端实测合成电压中经FFT提取的工频分量有效值; $U_{50,in}^{(H)}$ 为工频电源施加电压统一折算至高压侧后的等效值。工频电源直接接入高压侧时, $U_{50,in}^{(H)}$ 取工频电源施加电压。工频电源接入低压侧时, $U_{50,in}^{(H)} = NU_{50,L}$, N 为变压器高、低压侧电压变比, $U_{50,L}$ 为低压侧工频电源实际输出电压有效值。采用高压侧等效输入电压作为统一基准后,3种叠加拓扑结构的传递性能可直接进行比较。

高压侧高频电压传递系数用于表征不同注入位置条件下高频电压向高压端的传递能力,表达式为

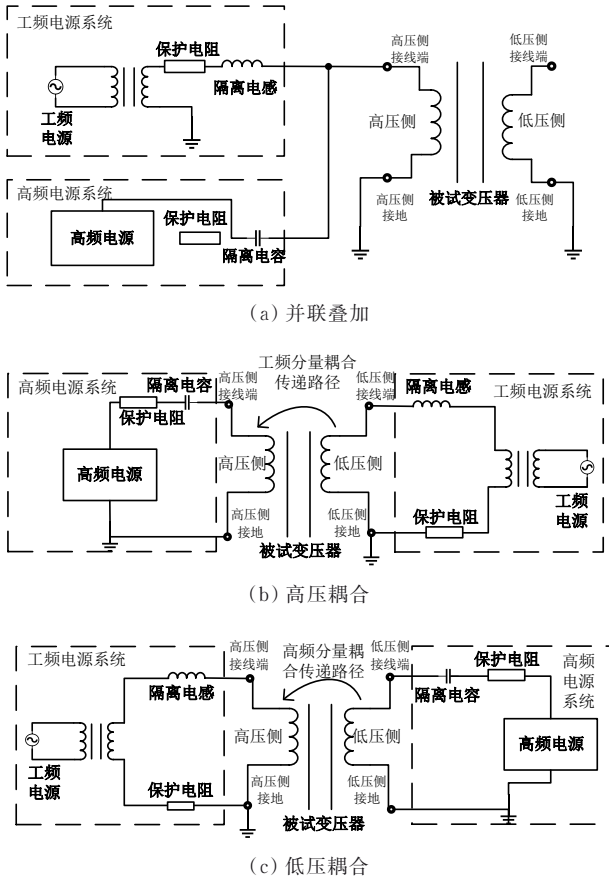


图1 合成电压叠加拓扑结构

Fig. 1 Synthesized voltage superposition topology structure

$$H_{\text{hf}}(j\omega) = \frac{U_{\text{hf,H}}(j\omega)}{U_{\text{hf,in}}^{(H)}(j\omega)} \quad (3)$$

式中: $H_{\text{hf}}(j\omega)$ 为高频电压传递系数; $U_{\text{hf,H}}(j\omega)$ 为高压端实测合成电压中经FFT提取的高频分量有效值; $U_{\text{hf,in}}^{(H)}(j\omega)$ 为高频电源施加电压统一折算至高压侧后的等效值。对于图1(a)和1(b)的叠加拓扑结构, 高频电源直接从高压侧注入, $U_{\text{hf,in}}^{(H)} = U_{\text{hf,in}}$, $U_{\text{hf,H}}$ 为高压侧高频电源实际输出电压有效值; 对于图1(c)的叠加拓扑结构, 高频电源从低压侧注入, $U_{\text{hf,in}}^{(H)} = NU_{\text{hf,L}}$, $U_{\text{hf,L}}$ 为低压侧高频电源实际输出电压有效值。该指标主要反映保护隔离器件及不同注入方式对高频电压传递的影响。

为表征工频分量流入高频支路的程度, 定义工频注入电流比为

$$I_{50}\% = \frac{I_{50,\text{hfH}}}{I_{N,\text{hfH}}} \times 100\% \quad (4)$$

式中: $I_{50}\%$ 为工频注入电流比; $I_{50,\text{hfH}}$ 为高频支路电流中, 工频分量的有效值, 并统一折算至高压侧; $I_{N,\text{hfH}}$ 为高频支路额定电流统一折算至高压侧后的等

效值。该指标越小, 说明高频支路对工频分量的隔离能力越强。

为表征高频电压叠加过程中高频分量流入工频支路的程度, 定义高频注入电流比为

$$I_{\text{hf}}\% = \frac{I_{\text{hf},50\text{H}}}{I_{N,50\text{H}}} \times 100\% \quad (5)$$

式中: $I_{\text{hf}}\%$ 为高频注入电流比; $I_{\text{hf},50\text{H}}$ 为工频支路电流中, 高频分量的有效值, 并统一折算至高压侧; $I_{N,50\text{H}}$ 为工频支路额定电流统一折算至高压侧后的等效值。该指标越小, 说明工频支路对高频分量的隔离能力越强。

为统一描述高频谐波在高压侧所占比例, 定义高压侧高频含量为

$$k_{\text{hf,H}} = \frac{U_{\text{hf,H}}}{U_{50,\text{H}}} \quad (6)$$

式中: $k_{\text{hf,H}}$ 为高压侧高频含量; $U_{\text{hf,H}}$ 为高压侧高频谐波有效值; $U_{50,\text{H}}$ 为高压侧工频基波有效值。

1.2 保护隔离器件参数对试验拓扑影响规律研究

为确定工频与高频电压的最优合成方式, 本文针对3种叠加拓扑结构进行了仿真对比。试品额定容量为250 kVA, 高、低压侧额定线电压分别为10 kV和0.4 kV, 高、低压侧电压变比为25。工频基波取50 Hz, 高频扫频范围为1~100 kHz, 高压侧高频目标电压取额定相电压的10%。变压器采用集总参数模型, 通过考虑高、低压绕组漏感、寄生电容及绕组间耦合电容, 以描述宽频的传递特性^[16]。

各支路元件统一折算至高压侧, 设 R_{h} 、 C_{h} 分别为高频电源系统的保护电阻、隔离电容; L_{50} 、 R_{50} 分别为工频电源系统的隔离电感、保护电阻。这4个参数的初始值分别设置为: $C_{\text{h}}=30 \text{ nF}$, $L_{50}=0.60 \text{ H}$, $R_{50}=3.0 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{h}}=100 \Omega$, 且单参数扫描时其余参数不变。设计约束为平均 $H_{50}>0.995$, 工频注入电流比不超过0.5%, 高频注入电流比不超过1.5%。其中, H_{50} 限制了工频的电压损失; 2个电流限值则分别考虑了高频电源对持续工频反向电流的敏感性, 及工频支路较大的电流承受能力, 均以所在侧支路额定电流为基准。

(1) 隔离电容

图2为隔离电容 C_{h} 在所研究频段内对不同叠加拓扑结构的影响。由图可知, 随着 C_{h} 的增大, 其高频容抗降低, 高频信号的耦合能力增强, 同时回路谐振位置和幅值发生变化, 因此1~100 kHz的平均高频电压传递系数呈先增大后减小的趋势。对于工频分量, C_{h} 增大后, 平均工频电压传递系数 H_{50} 逐

渐提高,而流入高频支路的工频电流同步增大。相比之下,平均高频注入电流比受 C_h 的影响较小,且均低于 1.5% 的设定限值。因此, C_h 的选取需在满足平均 $H_{50} > 0.995$ 和平均工频注入电流比不超过 0.5% 的条件下,兼顾高频电压的传递能力。

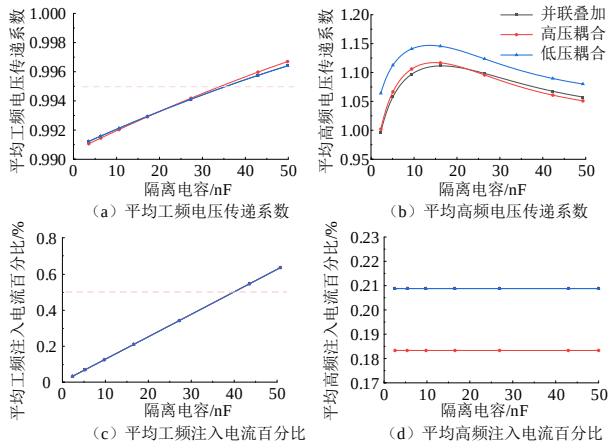


图2 隔离电容对叠加拓扑结构的影响

Fig. 2 Effect of isolation capacitance on superposition topology structure

(2) 隔离电感

图3为隔离电感 L_{50} 在所研究频段内对不同叠加拓扑结构的影响。由图可知,随着 L_{50} 的增加,其在工频下产生的压降增加,平均工频电压传递系数 H_{50} 随之降低;在高频范围内,平均高频电压传递系数总体随 L_{50} 的增加而提高。图3(c)表明,平均工频注入电流比受 L_{50} 的影响较小;图3(d)则表明,增大 L_{50} 能够有效降低高频分量流入工频支路的程度。因此, L_{50} 的选取需满足平均 $H_{50} > 0.995$,并综合考虑高频电压传递能力及对高频注入电流的抑制效果。

(3) 保护电阻

图4为工频保护电阻 R_{50} 在所研究频段内对不同叠加拓扑结构的影响。由图可知,随着 R_{50} 的增大,工频支路的电阻压降增加,平均工频电压传递系数 H_{50} 总体下降;与此同时,平均高频电压传递系数也随 R_{50} 增大而降低。图4(c)表明,平均工频注入电流比随 R_{50} 的变化较小;图4(d)表明,平均高频注入电流比在较小电阻范围内变化不明显,仅在 R_{50} 较大时出现下降,且整个参数扫描范围内均低于 1.5% 的设定限值。因此, R_{50} 的选取需在满足平均 $H_{50} > 0.995$,同时避免因电阻过大而造成高频电压传递能力明显下降的条件下,优先选取较小的电阻值。

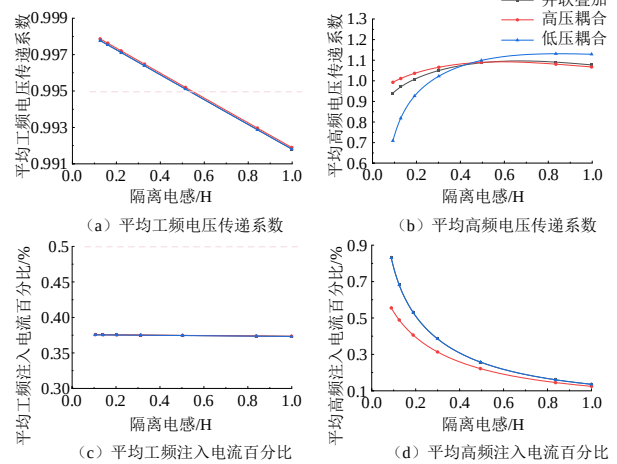


图3 隔离电感对叠加拓扑结构的影响

Fig. 3 Effects of isolation inductance on superposition topology structure

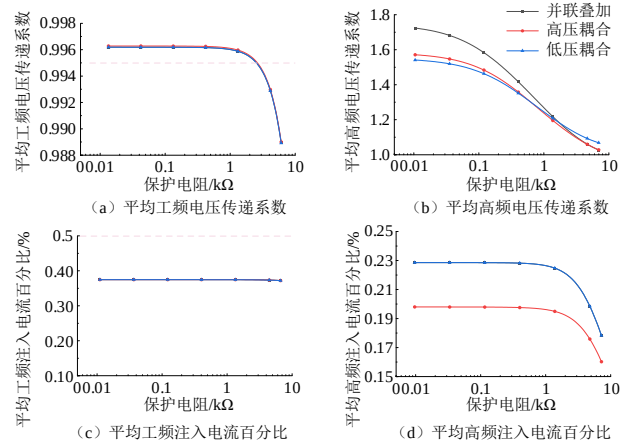


图4 保护电阻对叠加拓扑结构的影响

Fig. 4 Effects of protection resistance on superposition topology structure

根据扫频仿真结果,先对单参数进行扫描以确定各参数的候选范围,再将候选参数组合,针对3种拓扑重新开展 1~100 kHz 的仿真校核。在满足传递系数和注入电流要求的前提下,优先选用电阻较小的方案。3种叠加拓扑结构的保护隔离器件最优参数如表1所示,表中参数为各器件所在回路的实际参数,不同拓扑之间进行参数比较时,将按照变比 N 统一折算。

本文对表1所示的最优参数下的3种叠加拓扑结构性能进行对比。3种叠加拓扑结构的工频电压传递系数 H_{50} 均大于 0.995,这表明高频叠加支路接入后,高压侧工频分量的传递损失均小于 0.5%,由此可知这3种叠加拓扑结构均能够在基本不改变工频电压幅值的条件下实现合成加压。高频电压传

表1 3种叠加拓扑结构的保护隔离器件最优参数

Table 1 Protection isolation device parameters for three topological structures

拓扑结构	C_h/nF	L_{50}/H	$R_{50}/\text{k}\Omega$	R_h/Ω
并联叠加	35	0.55	2.0	2.0×10^3
高压耦合	40	0.88×10^{-3}	0.004 8	2.0×10^3
低压耦合	18×10^3	0.75	0.50	3.2

递系数 H_{hf} 随频率的变化如图5所示, H_{hf} 表征的是完整加压回路对高频电压的传递增益, 其频率特性由保护隔离网络和变压器的宽频响应共同决定。并联叠加和高压耦合拓扑的 H_{hf} 随频率的变化相对平缓; 低压耦合叠加拓扑结构受变压器自身谐振特性影响较为明显, 其 H_{hf} 在 20.75 kHz 附近达到峰值 1.96, 当频率进一步升高, 随着绕组漏感阻抗的增大、分布电容的高频分流作用增强, 高频电压传递系数开始下降。

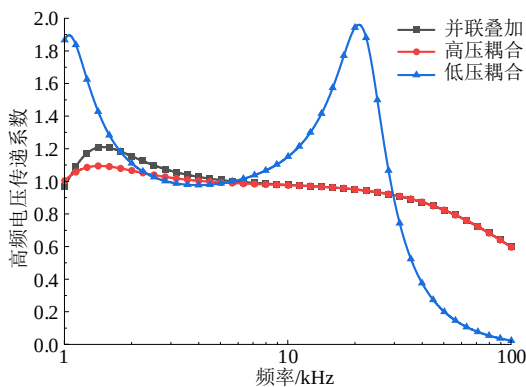


图5 3种叠加拓扑结构下高频电压传递特性对比图

Fig. 5 Comparison of high-frequency voltage transfer characteristics under three superposition topology structures

3种叠加拓扑结构的分频段统计结果如表2所示, 由表可知, 在 1~10 kHz 频段及 10~20 kHz 频段, 低压耦合叠加拓扑结构的平均高频传递系数分别为 1.16 和 1.47, 均高于其他叠加拓扑结构。低压耦合叠加拓扑结构的有效工作频带应根据被试变压器首个主要谐振频率确定, 本文试验变压器的高频电压传递系数在 20.75 kHz 附近出现峰值, 因此将 1~20 kHz 确定为有效工作频带。该频段同时覆盖新能源并网中典型的 2~5 kHz 宽带扰动和 15~17 kHz 开关频率成分^[17], 能够满足实际高频扰动试验需求。

当高压侧高频电压目标值取额定相电压的 10% 时, 并联叠加、高压耦合和低压耦合这 3 种叠加

表2 3种叠加拓扑结构的分频段高频传递系数平均值

Table 2 Average values of high-frequency transmission coefficients across frequency bands for three superposition topology structures

频段/kHz	并联叠加	高压耦合	低压耦合
1~10	1.070	1.030	1.160
10~20	0.966	0.965	1.470
20~30	0.934	0.935	1.530
30~100	0.784	0.785	0.241
1~100	0.967	0.946	0.999

拓扑结构所需的高频电源电压在 1~20 kHz 频段的最大值分别约为 610 V、609 V 和 23.6 V。可以看出, 低压耦合叠加拓扑能够显著降低高频电源的输出电压要求, 与高电压等级高频电源相比, 低电压、大电流的高频电源在功率器件的选型、绝缘设计及系统集成等方面更易实现。因此, 在完整加压回路传递特性出现明显持续衰减之前的有效频段内, 综合考虑高频电压传递能力、高频电源参数要求及电气隔离条件, 低压耦合叠加方案具有更好的工程实施可行性。

2 工频叠加高频合成电压分布特性

2.1 试验回路与系统组成

根据变压器低压耦合叠加拓扑结构搭建了工频叠加高频合成电压试验平台如图6, 该平台由工频电源、工频升压变压器、信号发生器、功率放大器、保护隔离装置以及电压测量装置组成。工频电压经升压后施加于被试变压器高压绕组; 信号发生器输出的高频正弦信号经功率放大和保护隔离后注入低压绕组, 并通过高、低压绕组间的电磁耦合传递至高压绕组实现叠加。为表征高压绕组内部电压沿电气长度的空间分布, 以绕组首端为坐标起点、末端为坐标终点, 将绕组归一化为 0~100%; 电压测量位置分别设置于绕组长度的 0%、20%、40%、60% 和 80% 处, 能够覆盖绕组前部、中部及末端区域。

高频条件下, 在绕组漏感、励磁电感及寄生电容的共同作用下, 变压器高、低压侧电压传递关系呈现显著的频率依赖性。为研究绕组内部谐振及电压的分布特性, 在 1~100 kHz 范围内开展测量, 并根据各频点的实际传递特性调整高频注入电压, 结果如图7所示。由图可知, 低频范围内, 实测电压

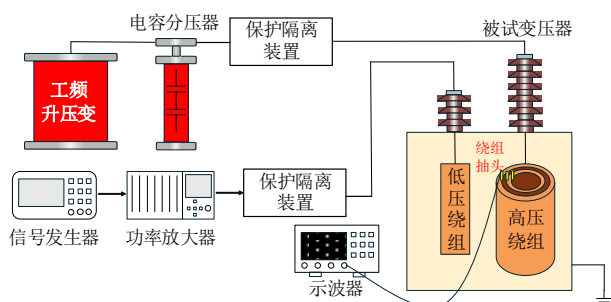


图6 工频叠加高频合成电压分布试验系统

Fig. 6 Power frequency superimposed high frequency synthesized voltage distribution test system

传递比接近额定变比且变化较小;频率升高后,电压传递比在 20 ~ 22 kHz 附近显著增大,峰值约为额定变比的 4 倍,之后随频率的继续升高而快速下降。该频率峰值与图 5 中低压耦合叠加拓扑结构在 20.75 kHz 附近达到最大高频传递系数的结果相对应。试验中,依据实测频变电压传递比,对各频点低压侧的高频注入幅值进行逐点校准,以保证高压侧高频电压含量满足设定要求。

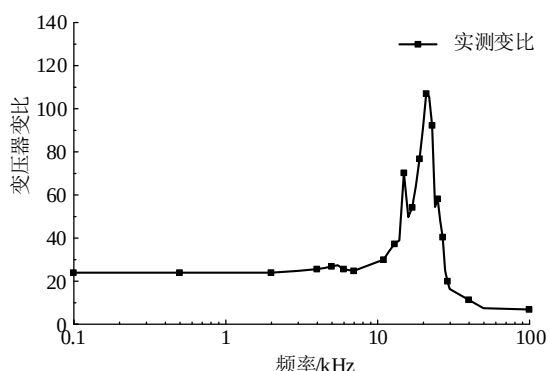


图7 变压器高、低压侧电压传递比随频率变化曲线

Fig. 7 Frequency-dependent voltage transfer ratio between the low- and high-voltage sides

为消除不同高频电压幅值对空间分布的影响,以绕组首端的高频电压有效值作为基准,归一化高频电压 $U_{x_i}^*$ 定义为

$$U_{x_i}^* = \frac{U_{x_i, hf}}{U_{0, hf}} \quad (7)$$

式中: $U_{x_i, hf}$ 、 $U_{0, hf}$ 分别为分别为相对坐标 x_i 和 0 处测得的对地高频电压有效值; x_i 为以绕组首端为坐标起点、末端为坐标终点,将绕组长度归一化的坐标,依次取 0、0.2、0.4、0.6 和 0.8。归一化后,绕组首端处的归一化高频电压为 1。当归一化高频电压随绕组长度百分比增加而单调降低时,表明高频电压沿绕组逐段衰减;当绕组中部归一化高频电压大于 1

时,表明绕组内部出现电压增大。

为表征变压器主绝缘和纵向绝缘所承受的高频电压应力水平,定义高频电压空间峰值 $U_{h, max}$ 和最大相邻电压差 $\Delta U_{h, max}$ 。高频电压空间峰值反映绕组内部各位置对地高频电压的最大有效值,用于表征高频分量的主绝缘电压应力;最大相邻电压差表示相邻两个测量位置之间的电压梯度,反映纵向绝缘所承受的电压应力。

2.2 合成电压分布试验结果

不同频率条件下,绕组工频电压与高频电压叠加后的合成电压分布如图 8 所示。总体而言,合成电压绝对值随绕组长度百分比的增加而逐渐减小。当高频频率为 1 kHz 时,工频分量和高频分量均随绕组长度百分比增加而单调降低;当频率接近 60 kHz 时,高频电压分量在绕组中部出现明显增大。因此,有必要进一步对合成电压进行 FFT 处理,进而分别分析工频分量与高频分量沿绕组长度百分比的分布规律及变化特征。

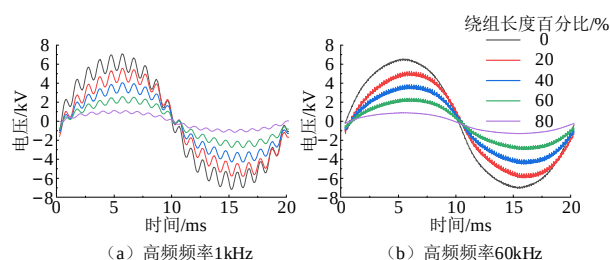


图8 绕组内部合成电压分布曲线

Fig. 8 Composite voltage distributions inside the winding

工频电压分量沿绕组长度百分比的分布曲线如图 9 所示。由图可见,工频电压随绕组长度百分比的增加而单调下降;且叠加不同高频频率条件下的工频分量电压曲线基本完全重合,这表明高频信号频率的变化并未对工频分量的幅值及其沿绕组的空间分布规律产生影响。

不同高频含量下,绕组高频电压分布如图 10 所示。由图可知,频率在 1 ~ 20 kHz 范围内,高频电压沿绕组长度百分比的增加而单调降低,空间峰值和最大电压梯度均处于较低水平。频率升高至 30 kHz 后,绕组内部电压开始抬升,峰值空间位置由绕组端部向内部迁移;频率达到 50 kHz 时,空间峰值和最大电压梯度明显增大;在 60 kHz 附近,两者均达到研究频段内的最大值,峰值空间位置位于绕组长度 40% 处,其归一化电压约为绕组首端的 3.11 倍,表明此时主绝缘和纵向绝缘承受的高频电压应

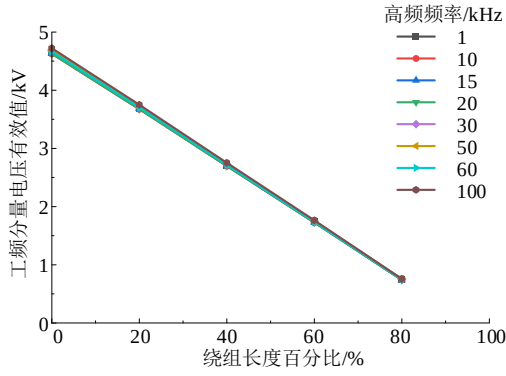


图9 工频电压分量分布曲线

Fig. 9 Power frequency component voltage distribution curve

力均最为显著。当频率进一步升高至 100 kHz 时,空间峰值和最大电压梯度均明显下降,但电压分布仍呈非单调特征。由此可见,高频频率不仅影响电压峰值及电压梯度的大小,还决定绕组内部电压的空间分布形态和峰值空间位置。

对于高频含量,在相同频率下高频含量由 5% 增大至 10% 和 20% 时,各位置高频电压的绝对幅值相应增加,空间峰值和相邻最大电压差按比例增大。以 60 kHz 为例,高频含量为 5%、10% 和 20% 时,空间峰值分别约为 78、156 和 312 V,相邻最大电压差分别约为 50、100 和 200 V;但归一化电压空间分布形态和峰值空间位置基本不变,3 种高频含量下的峰值空间位置均位于绕组长度 40% 处。因此,高频含量主要影响主绝缘和纵向绝缘所承受电压应力的绝对水平,对电压空间分布形态及峰值空间位置的影响较小。

3 变压器绕组高频电压分布机理解释

3.1 变压器宽频等效模型

为进一步研究高频分量在变压器中的分布规律,本文基于传输线模型建立了变压器的宽频等效模型。该模型将绕组沿轴向离散为多个分布参数单元,每个单元均由串联电阻、串联电感、纵向电容和对地电容构成^[18-21]。

首先,初始化绕组分布参数模型中的电感、电容、损耗及耦合等参数;随后,在频域中,采用节点导纳法建立绕组分布参数方程。对于角频率 ω ,表达式为

$$\begin{bmatrix} Y & \Gamma \\ \Gamma^T & -Z_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: Y 为节点导纳矩阵; Z_b 为支路阻抗矩阵; Γ 为

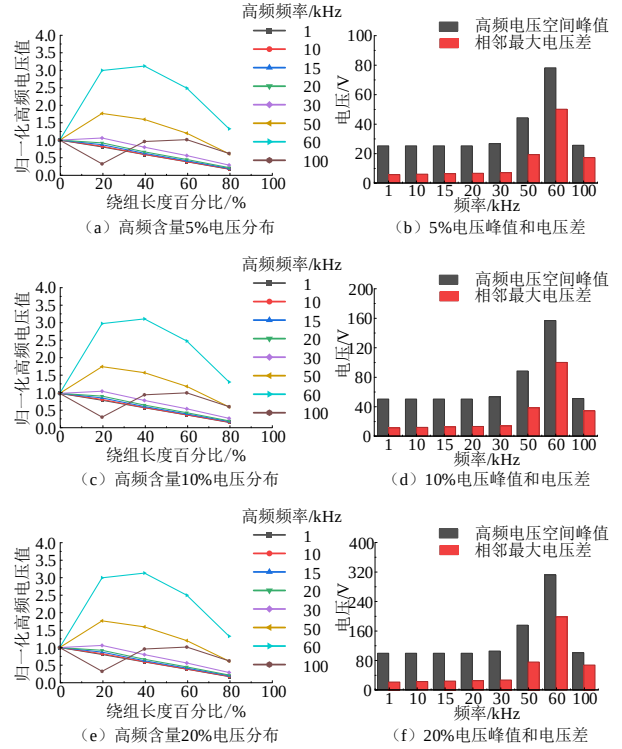


图10 不同高频含量绕组电压分布

Fig. 10 Winding voltage distributions under different high-frequency contents

支路一节点关联矩阵; V 为节点电压向量; I 为支路电流向量; I_{inj} 为外部注入电流向量。

通过求解式(8),可获得不同频率下,绕组各节点电压及端口响应。已有研究表明:高频条件下的集肤效应、邻近效应及涡流效应会引起绕组电阻和电感等参数的频率依赖性,而不同线圈段之间的自感、互感及空间磁耦合通常可统一纳入电感矩阵进行描述^[22-23]。

模型参数通过实测频率响应分析(FRA)进行辨识。已有研究通常采用实测频率响应或端口导纳数据反演变压器绕组梯形网络参数,并通过模型响应与实测响应之间的误差构造目标函数进行参数优化^[24-26]。因此,为使本文模型能够复现实测宽频特性,以实测响应与计算响应之间的误差作为目标函数,表达式为

$$J = \sum_{m=1}^M w_m \left[20 \log_{10} |H_{cal}(j\omega_m)| - 20 \log_{10} |H_{mea}(j\omega_m)| \right]^2 \quad (9)$$

式中: J 为拟合目标函数; M 为参与拟合的频率点数; ω_m 为第 m 个角频率; w_m 为权重系数; $H_{mea}(j\omega_m)$ 为实测 FRA 传递函数; $H_{cal}(j\omega_m)$ 为模型计算得到的传递函数。

将模型计算响应与实测 FRA 响应进行比较并计算目标函数,根据相邻 2 次迭代的目标函数变化量进行收敛判定。当目标函数满足预设收敛条件时,停止迭代并输出最终模型参数;若未满足收敛条件,则根据优化算法更新模型参数,并进入下一次迭代,重复上述频域求解、误差计算及参数更新过程,直至达到收敛要求。本文仿真计算流程如图 11 所示。

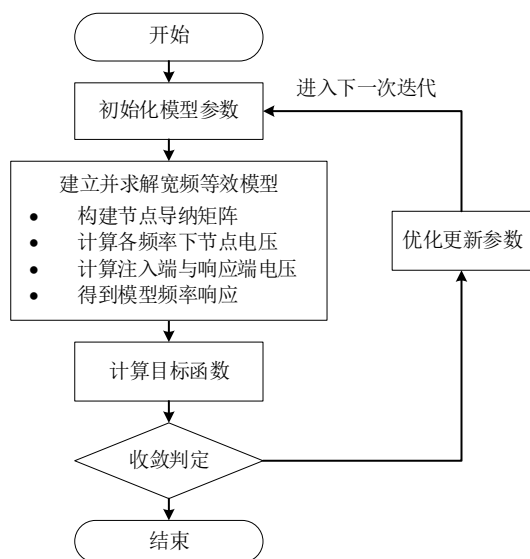


图 11 仿真计算流程图

Fig. 11 Flowchart of the simulation procedure

仿真计算得到归一化电压随频率和绕组长度百分比变化的三维曲面如图 12 所示。由图可知,在 1~20 kHz 范围内,绕组内部电压总体由输入端向末端平滑衰减,空间分布呈单调分布特征;频率升高至 60 kHz 时,最大归一化电压为 3.25,位于绕组中部。上述结果表明,仿真计算的电压分布规律与试验结果一致。

在 1 kHz 和 60 kHz 高频电压下,不同绕组长度百分比处的归一化电压分布如图 13 所示。由图可知,60 kHz 下仿真与试验的最大归一化电压分别为 3.25 和 3.11,幅值偏差约为 4.5%,峰值空间位置均位于距绕组首端约 40% 总长度的位置。仿真结果与试验结果的变化趋势基本一致,这表明所建立的仿真模型能够较准确地反映绕组电压的分布特性,从而验证了所建模型描述绕组电压分布特性的有效性。

3.2 变压器绕组固有模态分析

中高频范围内的局部模态主要由绕组电感、纵向电容、对地电容以及绕组间电磁耦合等分布参数

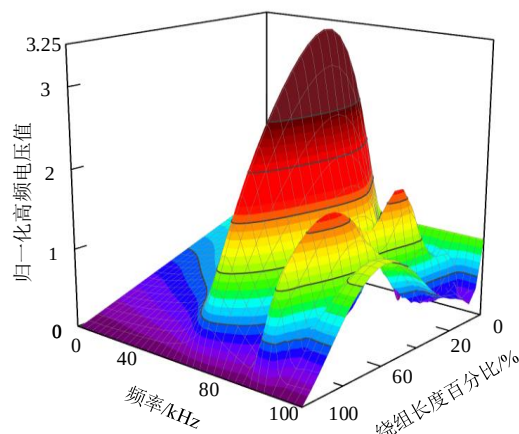


图 12 归一化电压随频率和绕组长度百分比的三维分布

Fig. 12 Three-dimensional distribution of normalized voltage versus frequency and winding position

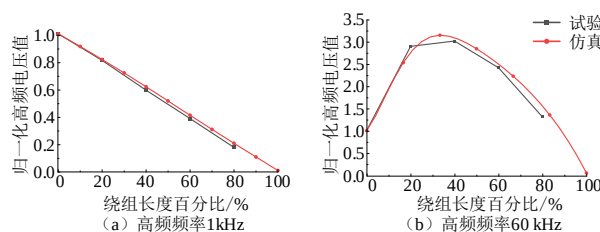


图 13 仿真与试验归一化高频电压分布对比

Fig. 13 Comparison of simulated and measured normalized high-frequency voltage distributions

共同决定。由于同一空间模态通常涉及多个离散段,其形成过程受到各段参数及相互耦合作用的综合影响,因此,局部谐振频率不能简单地通过某一离散段的电感与电容乘积进行估算,而应利用系统方程求解网络的固有模态获得相应的谐振频率^[27-28]。已有变压器高频模型通常通过全局电感矩阵和电容矩阵建立网络方程,并根据系统特征值及相应振型确定绕组的固有谐振频率和空间电压分布^[23,27]。

通过对绕组电感矩阵和电容矩阵进行特征值求解,第 1 阶固有模态频率为 20.97 kHz,从而增强电压在绕组中的传递效应,使电压变比显著增大。第 2 阶固有模态频率为 59.53 kHz,该模态在高压绕组上的主要波腹位于绕组中部,与试验结果一致。当激励频率接近第 2 阶固有频率时,高、低压绕组漏感与纵向电容、对地电容及绕组间耦合电容之间发生显著的电磁能量周期性交换。输入能量不再沿绕组由端部向末端单调衰减,而是向该模态的中部波腹位置集中。第 5~50 阶模态则密集分布于

81.07 ~ 92.16 kHz, 绕组内部呈现出较明显的高阶驻波特征, 不同位置之间出现多个局部峰谷, 这说明该频段的电压分布由多阶空间模态共同决定。

为进一步明确不同电容参数对该局部模态的作用, 对各类电容所储存的电场能量进行分解, 计算模态电容贡献占比^[22]。对于连接节点*i*与节点*j*的电容 C_{ij} , 其贡献占比表达式为

$$\eta_{ij} = \frac{C_{ij}(V_i - V_j)^2}{V_r^T C V_r} \times 100\% \quad (10)$$

式中: C_{ij} 为节点*i*与节点*j*的电容; V_i 、 V_j 分别为节点*i*和*j*的对地电压。 C 为包含纵向、对地、端部和绕组间电容的节点电容矩阵, V_r 为第*r*阶模态所有节点电压对地的向量。

对于节点*i*与地之间的对地电容 $C_{i,g}$, 其贡献占比 $\eta_{i,g}$ 表达式为

$$\eta_{i,g} = \frac{C_{i,g} V_i^2}{V_r^T C V_r} \times 100\% \quad (11)$$

式中: V_i 为节点*i*的对地电压。

60 kHz 频率下, 模态电容贡献率的统计结果如表3所示。由表可知, 低压绕组对地电容的模态电容贡献率约为88.15%, 低压绕组纵向电容贡献率为7.97%, 这表明该局部模态的电场能量主要储存在低压绕组侧。因此, 该模态的形成主要由低压绕组的对地电容与纵向电容产生高频电流经变压器耦合至高压侧, 与绕组的电感共同构成耦合LC谐振所致。

表3 第2阶模态下各类电容的贡献率

Table 3 Contribution rates of various capacitors in the second-order mode

参数名	电容贡献率/%
高压端部电容	0.02
高压入口寄生电容	0.05
高压绕组纵向电容	0.93
高压绕组对地电容	1.20
低压入口寄生电容	1.68
低压绕组纵向电容	7.97
低压绕组对地电容	88.15

4 结 论

本文以10 kV 配电变压器为研究对象, 针对工频叠加高频复合电压的产生方法及1 ~ 100 kHz 范围内的绕组内部电压分布特性开展了仿真、试验与建模研究, 得到如下主要结论。

(1) 3种叠加拓扑结构均能有效传递工频电压, 但在1 ~ 20 kHz 有效工作频带内, 低压耦合拓扑所需高频电源电压的最大值为23.6 V, 显著低于其余2种结构的610 V。低压耦合可利用变压器绕组间电磁耦合关系显著降低高频电源的输出电压要求, 具有较好的工程实施可行性。

(2) 在低压耦合叠加试验中, 工频电压有效值随绕组长度百分比增加而单调减小, 其空间分布形态不受叠加高频分量影响。1 ~ 20 kHz 频段内高频电压也呈单调减小趋势; 60 kHz 时, 最大高频电压有效值出现在距首端40% 绕组长度的测点, 为首端的3.11 倍。高频含量由5% 增至10% 和20% 时, 测点电压最大值分别约为78、156 和312 V, 相邻测点电压有效值之差的最大值分别约为50、100 和200 V; 两项指标均按比例增加, 而归一化电压沿绕组的变化趋势及峰值空间位置对应的测点基本不变。

(3) 绕组内部高频电压放大的本质是外部激励与绕组固有模态的匹配。当激励频率接近变压器固有频率时, 低压对地电容、纵向电容与电感之间的能量交换增强, 使高频电压由沿绕组单调衰减转变为内部局部集中, 并导致相邻位置电压梯度同步增大。

参考文献:

- [1] Rajkumar S, Balasubramanian R, Kathirvelu P. A Comprehensive Review on Supraharmonics—The Next Big Power Quality Concern [J]. Smart Grids and Energy, 2024, 9(1): 15.
- [2] Agazar M, D'Avanzo G, Frigo G, et al. Power Grids and Instrument Transformers up to 150 kHz: A Review of Literature and Standards [J]. Sensors, 2024, 24(13): 4148.
- [3] 王世雨; 李绍令; 郑征; 李斌; 黄涛. 并网逆变器超高次谐波产生与传播机理分析[J]. 电力工程技术, 2023, 42(5): 80-89.
WANG Shiyu, LI Shaoling, ZHENG Zheng, LI Bin, HUANG Tao. Analysis of generation and propagation mechanisms of supraharmonics in grid-connected inverters[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 80-89.
- [4] 乔新涵; 陈鑫怡; 杨永泽; 王路伽; 张健文; 张东东. 工频叠加谐波工况下10/35 kV 配网电压互感器传递特性及精度劣化机理[J]. 中国电机工程学报: 1-12.
QIAO Xinhan, CHEN Xinyi, YANG Yongze, WANG Lujia, ZHANG Jianwen, ZHANG

- Dongdong. Transfer characteristics and accuracy degradation mechanism of 10/35 kV distribution-network voltage transformers under power-frequency voltage superimposed with harmonics[J]. Proceedings of the CSEE: 1-12.
- [5] 王钊鹏;王威望;王岳雄;张弛;罗宇靖;李盛涛. 谐波叠加下高频变压器绕组绝缘界面粗糙度及缺陷对电场分布的影响[J]. 高电压技术: 1-11.
- WANG Zhaopeng, WANG Weiwang, WANG Yuexiong, ZHANG Chi, LUO Yujing, LI Shengtao. Effects of insulation interface roughness and defects on electric field distribution in high-frequency transformer windings under superimposed harmonics [J]. High Voltage Engineering: 1-11.
- [6] 电力变压器 第3部分:绝缘水平、绝缘试验和外绝缘空气间隙[S]. 2017.
- Power transformers—Part 3: Insulation levels, dielectric tests and external clearances in air[S]. 2017.
- [7] Gustavsen B, Portillo Á, Ronchi R, et al. High-Frequency Resonant Overvoltages in Transformer Regulating Winding Caused by Ground Fault Initiation on Feeding Cable [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 699-708.
- [8] GB/T 33593—2017, 分布式电源并网技术要求[S]. 北京: 中国标准出版社, 2017.
- GB/T 33593—2017, Technical requirements for grid connection of distributed resources [S]. Beijing: Standards Press of China, 2017.
- [9] Sudha Letha S, Delgado AE, Rönnberg SK, et al. Evaluation of Medium Voltage Network for Propagation of Supraharmonics Resonance [J]. Energies, 2021, 14(4): 1093.
- [10] Knenicky M, Prochazka R. Test site for nonstandard combined accelerated aging of medium voltage insulation systems [C]//2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE). 2016: 1-4.
- [11] 王威望;贺蕾;于释欣;杨伟鸿;徐永生;傅明利. 方波电压叠加高次谐波对环氧树脂绝缘短时击穿的影响[J]. 高电压技术, 2025, 51(9): 4706-4716.
- WANG Weiwang, HE Lei, YU Shixin, YANG Weihong, XU Yongsheng, FU Mingli. Effects of high-order harmonics superimposed on square-wave voltage on short-time breakdown of epoxy resin insulation[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(9): 4706-4716.
- [12] 钱国超;张宁;郝建;代维菊;吴洁. 工频叠加谐波电压复合应力对油纸绝缘局部放电特性及击穿失效规律的影响[J]. 高电压技术, 2026, 52(4): 1750-1762.
- QIAN Guochao, ZHANG Ning, HAO Jian, DAI Weiju, WU Jie. Effects of composite stress of power-frequency voltage superimposed with harmonics on partial discharge characteristics and breakdown failure of oil-paper insulation [J]. High Voltage Engineering, 2026, 52(4): 1750-1762.
- [13] 辛佳祺;李名加;康强. 空芯脉冲变压器锥形绕组电压分布[J]. 强激光与粒子束, 2009, 21(2): 311-315.
- XIN Jiaqi, LI Mingjia, KANG Qiang. Voltage distribution of tapered windings in air-core pulse transformers [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2009, 21(2): 311-315.
- [14] Smajic J, Steinmetz T, Rüegg M, et al. Simulation and Measurement of Lightning-Impulse Voltage Distributions Over Transformer Windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 553-556.
- [15] Cremasco A, Rothmund D, Curti M, et al. Voltage Distribution in the Windings of Medium-Frequency Transformers Operated With Wide Bandgap Devices [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 3587-3602.
- [16] Schöttke S, Rademacher S, Meyer J, et al. Transfer characteristic of a MV/LV transformer in the frequency range between 2 kHz and 150 kHz [C]//2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). 2015: 114-119.
- [17] Peiris K, Elphick S, David J, et al. Impact of Multiple Grid-Connected Solar PV Inverters on Harmonics in the High-Frequency Range [J]. Energies, 2024, 17(11): 2639.
- [18] Wang S, Guo Z, Zhu T, et al. A New Multi-Conductor Transmission Line Model of Transformer Winding for Frequency Response Analysis Considering the Frequency-Dependent Property of the Lamination Core[J]. Energies, 2018, 11(4): 826.
- [19] Popov M. General approach for accurate resonance analysis in transformer windings [J]. Electric Power Systems Research, 2018, 161: 45-51.
- [20] 江进波;姚延东;赵青;马可;陈锐;徐林. 基于有限元的高频变压器分布参数计算与分析[J]. 高压电器, 2024, 60(12): 66-74.
- JIANG Jinbo, YAO Yandong, ZHAO Qing, MA Ke, CHEN Rui, XU Lin. Calculation and analysis of distributed parameters of high-frequency transformers based on the finite element method [J]. High Voltage Apparatus, 2024, 60(12): 66-74.
- [21] 何银川;张健穹;王庆峰;李相强. 变压器宽频传递特性建模方法研究[J]. 高压电器, 2026, 62(1): 79-87.

- HE Yinchuan, ZHANG Jianqiong, WANG Qingfeng, LI Xiangqiang. Research on modeling methods for broadband transfer characteristics of transformers [J]. High Voltage Apparatus, 2026, 62(1): 79-87.
- [22] Yiwei F, Chenguo Y, Jiangnan L, et al. Equivalent Circuit Model and Experimental Validation of Transformer Windings Considering Long-Distance Conductor Effects and Frequency-Dependent Parameters [J]. IET Electric Power Applications, 2025, 19(1): e70009.
- [23] Nasirpour F, Luo T, Niasar MG, et al. Multi-Winding Power Transformer Modeling for Fast-Front Transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2025, 40(2): 1054-1066.
- [24] Ren F, Zhang H, Liu Y, et al. Ladder Network Synthesis in Wide Frequency Range for Transformer Winding From its Driving-Point Admittance Data[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(3): 1370-1379.
- [25] 任富强;张鸿儒;康朝阳;汲胜昌;李清泉. 高频激励下变压器绕组梯形等效网络参数辨识方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4463-4474.
- REN Fuqiang, ZHANG Hongru, KANG Zhaoyang, JI Shengchang, LI Qingquan. Parameter identification method for ladder equivalent networks of transformer windings under high-frequency excitation [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4463-4474.
- [26] 胡应宏;李雨;李阳;陈继开;张扬. 面向柔直换流站高频谐振问题的换流变压器建模与参数辨识[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 7154-7166.
- HU Yinghong, LI Yu, LI Yang, CHEN Jikai, ZHANG Yang. Converter transformer modeling and parameter identification for high-frequency resonance problems in VSC-HVDC converter stations [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 7154-7166.
- [27] Heidary A, Niasar MG, Popov M, et al. Transformer Resonance: Reasons, Modeling Approaches, Solutions [J]. IEEE Access, 2023, 11: 58692-58704.
- [28] Nasirpour F, Heidary A, Niasar MG, et al. High-frequency transformer winding model with adequate protection [J]. Electric Power Systems Research, 2023, 223: 109637.
- (编辑 刘懿莹)