第 52 卷 第 4 期：1803-1812 高电压技术 Vol.52, No.4: 1803-1812
2026 年 4 月 30 日 High Voltage Engineering April 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250238

重复脉冲下叠绕组变频电机定子电应力分布

张爱莲，朱英伟，王　鹏
（四川大学电气工程学院，成都 610065）

摘　要：在脉宽调制(pulse-width modulation, PWM)电压激励下，变频电机定子绕组的瞬态电压分布受分布电容和漏感参数的非线性耦合影响，绕组结构不连续处易因高频瞬态效应引发电场畸变，导致介质局部放电概率显著提升。精确表征脉冲电压激励下的瞬态电应力空间分布特性，是实现变频电机绝缘系统可靠性设计与寿命评估的关键技术难点。该文以某型号 230 kW 级船舶推进用叠绕组变频电机为研究对象，基于电磁场多物理场耦合理论，采用二维静电场模型解析槽内导体的集总电容参数，结合三维涡流场模型提取端部绕组的频变阻抗特性，通过场路协同仿真构建了定子绕组全路径多节点等效电路模型。为验证模型的电磁暂态响应精度，自主研制了具备宽频带、高功率(10 kV/100 A)输出特性的脉冲电源测试平台，在脉冲电压幅值 1 kV、频率 2.5 kHz、占空比 1%、上升沿 200 ns 的典型工况下开展对比验证。研究结果表明：模型计算结果与实测数据相对误差小于 12%，满足工程精度要求；绕组首匝导体呈现显著梯度分布特性，其相对地及匝间电位差分别达施加电压的 117.3%和 13.56%。文中提出的二/三维多尺度电磁场建模方法有效揭示了叠绕组结构电应力空间梯度分布规律，可为变频电机绝缘厚度优化、均压结构设计等关键问题提供理论依据与数据支撑。

关键词：重复脉冲；叠绕组电机；分布参数；场路耦合；电应力分布

Electrical Stress Distribution in the Stator of a Lap-wound Inverter-fed Motor Under Repetitive Impulses

ZHANG Ailian, ZHU Yingwei, WANG Peng
(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: Under pulse-width modulation (PWM) voltage excitation, the transient voltage distribution in stator windings of inverter-fed motors is influenced by nonlinear coupling effects of distributed capacitance and leakage inductance parameters. Structural discontinuities in windings tend to induce electric field distortions due to high-frequency transient effects, significantly increasing the probability of partial discharges in dielectric materials. Accurate characterization of the spatial distribution characteristics of transient electrical stress under pulsed voltage excitation constitutes a critical technical challenge for reliability design and lifetime assessment of insulation systems in inverter-fed motors. This study focuses on a 230 kW-class marine propulsion motor with lap-wound configuration. Based on electromagnetic multiphysics coupling theory, a two-dimensional electrostatic field model is employed to analyze lumped capacitance parameters of slot-embedded conductors, while a three-dimensional eddy current field model is utilized to extract frequency-dependent impedance characteristics of overhang regions. Through field-circuit co-simulation, a comprehensive multi-node equivalent circuit model of the stator winding path is established. To validate the electromagnetic transient response accuracy of the model, an independently developed pulse power supply test platform with wide-frequency bandwidth and high-power output capability (10 kV/100 A) was prepared. Comparative verification was conducted under following typical operating conditions: pulse voltage amplitude 1 kV, frequency 2.5 kHz, duty cycle 1%, and rise time 200 ns. The research results demonstrate: The relative error between simulated and experimental data remains below 12%, meeting engineering accuracy requirements; The first-turn conductor exhibits pronounced gradient distribution characteristics, with turn-to-ground and turn-to-turn potential differences reaching 117.3% and 13.56% of the applied voltage, respectively. The proposed 2D/3D multi-scale electromagnetic field modeling methodology effectively elucidates spatial gradient distribution patterns of electrical stresses in lap-wound configurations, providing both theoretical foundations and quantitative data supports for critical design optimizations including insulation thickness determination and voltage grading system implementation in inverter-fed motor applications.

基金资助项目：国家自然科学基金(51977134)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China(51977134).

Key words：repetitive impulses; lap-wound motor; distributed parameters; field-circuit coupling; electrical stress distribution

0 引言

变频电机是新能源汽车、高速列车、新型舰船、多电及全电飞机[1]的核心动力源。借助现代电力电子灵活和高效的脉宽调制技术，变频电机实现了节能、易启动、无级调速等功能，已成为推动交通电气化变革的重要部件。然而，不同于传统交流和直流电压下的电气设备，变频电机的工作条件更为严苛。长期承受高频、高电压变化率(du/dt)的重复脉冲电压[2]，致使电机在服役期间发生绝缘失效的概率激增。一方面，逆变器、电缆和电机之间的阻抗失配将导致电机输入端产生过电压。在电压状态切换过程中，若出现窄脉冲或极性反转，过电压甚至可能飙升至直流母线电压的 3 倍[3]。另一方面，高频下容性、感性寄生参数的存在使得电机绕组内的电压分布呈现出非线性[4]，加之定子绕组特殊的换位设计和拓扑结构，局部易形成高场强，进一步加剧电机绝缘系统(对地/匝间/相间绝缘)负担。高频电场下，绝缘材料空间电荷变得更加活跃，当匝间承受电应力超过局部放电起始电压(partial discharge inception voltage，PDIV)时[5]，将诱发局部放电，衍生出一系列电-热-力场耦合问题[6]，威胁电机运行安全。据统计，超过 60%的电机故障源于绝缘失效[7]，严重制约了变频电机的后续发展。为此，低电气应力绕组设计被视为变频电机稳定安全运行的保障，但面临以下难点：1）在高频 PWM 脉冲电压输入条件下，如何准确提取电机的非线性分布参数并建立高精度的瞬态电应力分布预测模型；2）如何通过实验手段模拟实际工况下的复杂电应力，以准确评估电机的绝缘性能。

国内外关于变频电机电应力分布开展了部分研究，主要通过解析法[8-9]或有限元法(finite element method，FEM)[10-12]进行求解。其中，解析法在计算少量导体的电压分布时可行，但当电路网络过于复杂时欠佳。FEM 有效解决了这一问题，还将电机的具体几何形状纳入考量[13]，突破了解析法在建模层面的局限性。因此，对于导体数量众多的电机，更多学者倾向于使用 FEM。然而，现有研究多集中于小型低压电机领域，对大中型高压电机的电应力分布研究较少。尽管相关研究指出小型低压电机建模精度受端部影响较小[11]，使得多数研究在建模时选择忽略端部或在讨论电应力分布时未充分关注端部，但因绕组交叉和空间限制，端部同样易形成高电气应力区域。尤其当应用场景扩展到中高压等级及大容量机型时，端部绕组在线圈总长中占据了相当比例，其电应力分布逐渐成为影响绝缘可靠性的关键因素，在电机绕组设计时需予以特别考量。结构差异方面，不同于槽内绕组铁芯包围下的情形，端部绕组因暴露于空气中，其分布参数需单独量化。建模方面，小型电机通常采用随机绕组且线圈较短，分布参数影响有限，可简化为集总参数模型。而大中型及高压电机多采用成型绕组[14]，结构固定且线圈较长，分布参数的频变特性显著，需通过多导体传输线(multi-conductor transmission line，MCTL)[15]模型描述高频暂态波传播。此外，相较于散嵌电机，采用成型绕组的电机定子槽内线圈的位置是相对固定的，为确定线圈分布参数的精确值提供了可能。

高频下转子中的感应涡流限制了磁通的穿透，此时定子铁芯充当磁通屏障[16]，故不考虑转子影响。为深入探究电机定子绕组内部的瞬态电应力分布，有必要进行逐匝分析。基于 MCTL，将电机绕组沿波传播方向离散为大量的分段，并利用 FEM 提取分布参数，能够准确地对电机绕组上的波过程进行建模。针对有限元求解器会对麦克斯韦方程组解耦的问题，本文采用场路耦合方法[17]，实现磁场和电场的联合求解。在此基础上，构建了定子绕组的高频等效电路模型，搭建了具备参数可调功能的大容量脉冲电源测试平台，模拟 PWM 工况下的重复脉冲冲击，对一台采用叠绕式绕组的扁线电机开展了瞬态电应力分析，并结合测试结果进行了模型验证。特别地，本文在建模和讨论环节考虑了电机的端部。研究成果具备推广性，有望为变频电机绝缘结构优化设计提供参考。

1 仿真建模

本文的研究对象为 1 台额定功率 230 kW 的扁线式船舶电动机，其基本参数如表 1 所示。该电机采用叠绕组结构，一个线圈组包含多匝线圈，单匝定子线圈的结构如图 1 所示，上下导体边分别位于不同槽内，其中位于槽中的部分定义为直部，悬空

表 1　电机基本参数

Table 1　Motor basic parameters

参数	数值	参数	数值
相数 m	6	节距 y_1	6
极数 $2p$	16	每槽导体数	12
槽数 Q	96	额定功率 P/kW	230
并联支路数 a	2	气隙长度 δ/mm	3
连接方式	星接	转速 n/(r·min^{-1})	120
绕制型式	叠绕	额定功率因数 λ	0.95

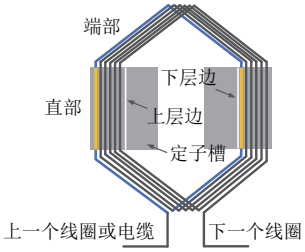


图 1　线圈示意图

Fig.1　Schematic diagram of the coil

部分定义为端部。为准确求解电机绕组内部的电压分布，需建立基于场路耦合有限元法的多物理场耦合模型。该模型主要由两部分组成：(1)表征瞬态电磁场特性的有限元“场”模型；(2)描述绕组高频特性的等效电路“路”模型。本章将阐述这两个模型的构建方法与实现过程。

1.1　分布参数计算

图 2 为电机的单槽绝缘结构，槽内的线圈紧密耦合，形成的绝缘电容将影响电压波在线圈中的折反射模式和传播特性，该电容主要取决于两导体间的介质特性及间距。其中，匝间绝缘由两层漆膜(ε_r=3.4)构成，对地绝缘则由一层漆膜、一层主绝缘(ε_r=6.6)以及填充的浸渍漆(ε_r=6.1)构成，上下层导体通过层间绝缘(ε_r=5.3)分隔。基于有限元平台的静电求解器，通过电能关系[18]求解电容：

$$W_{\mathrm{el}}=\frac{1}{2}\times\sum_{i=1}^{n}C_{\mathrm{ig}}u_i^2+\frac{1}{2}\times\sum_{i=1}^{n-1}\sum_{\substack{j=1\\ j>i}}^{n}C_{ij}\left(u_i-u_j\right)^2 \tag{1}$$

式中：n 为槽内导体数；C_{ig} 为导体的对地电容，C_{ij} 为导体间的互容；u_i 和 u_j 分别为第 i、j 个导体的节点电位。继而，电容矩阵 $\boldsymbol{C}$ 可以从式(1)中提取出来：

$$\boldsymbol{C}=\boldsymbol{k}_{\mathrm{u}}^{-1}\cdot\boldsymbol{W}_{\mathrm{el}} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{k}_{\mathrm{u}}$ 为向量 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{el}}$ 和 $\boldsymbol{C}$ 之间的关联矩阵，由归一化后的 0/1 V 电压组合构成。非相邻导体间的耦合远小于相邻导体，因此在建模时予以忽略，计算得到如表 2 所示的电容参数。

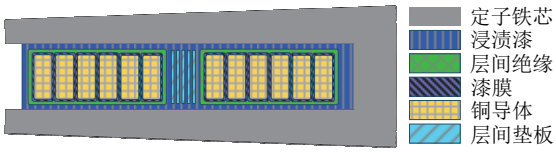


图 2　单槽绝缘结构

Fig.2　Structure of single slot insulation

表 2　分布电容值

Table 2　Distributed capacitance values

对地电容或匝间电容	数值/pF	对地电容或匝间电容	数值/pF
$C_{1\mathrm{g}}$	328.57	$C_{6\text{-}7}$	11.834
$C_{6\mathrm{g}}$, $C_{7\mathrm{g}}$	272.93	$C_{i\text{-}(i+1)}$ (i=1,⋯,11,i≠6)	788.43
$C_{12\mathrm{g}}$	234.62	C_{ig}(i≠1,6,7,12)	195.16

因槽间换位和层间换位，扁线绕组在端部扭曲，需进行三维建模分析。包含 3 根相邻导体及漆膜的端部有限元模型如图 3 所示。电阻和电感的大小与频率密切相关[19]，逆变器驱动产生的高频成分需考虑至最大频率 $f_{\max}$，通常高于供电电压信号快速傅里叶变换谱的截止频率[18]：

$$f_{\mathrm{co}}=\frac{1}{\pi t_{\mathrm{rise}}} \tag{3}$$

式中：t_{rise} 为上升时间。取 $f_{\max}$=3f_{co},计算可知，纳秒级别的上升时间对应的等效上限频率可达数兆赫兹。端部交流电阻和电感利用有限元平台的涡流场求解器计算。基于 FEM，求解器将为每个导体配置一个涡流场解，通过求解 $\boldsymbol{A}$-$\boldsymbol{\Phi}$ 方程[20]实现：

$$\nabla\times\frac{1}{\mu}\left(\nabla\times\boldsymbol{A}\right)=\left(\sigma+\mathrm{j}\omega\varepsilon\right)\left(-\mathrm{j}\omega\boldsymbol{A}-\nabla\boldsymbol{\Phi}\right) \tag{4}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{T}}=\int_{\Omega}\left(\sigma+\mathrm{j}\omega\varepsilon\right)\left(-\mathrm{j}\omega\boldsymbol{A}-\nabla\boldsymbol{\Phi}\right)\mathrm{d}\Omega \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{A}$ 为矢量磁位，Wb/m；$\boldsymbol{\Phi}$ 为电标量势；$\boldsymbol{I}_{\mathrm{T}}$ 为总电流；μ 为磁导率；σ 为电导率；ω 为角频率，ε 为介电常数。通过计算欧姆损耗 P_{el}=1/(2σ)×$\int_{\Omega}J^2\mathrm{d}\Omega$ 和磁场储能 W_{ml}=1/4×$\int_{\Omega}BH\mathrm{d}\Omega$，最终获得端部在特定振荡频率下的交流电阻和电感，如表 3 所示。可见端部的交流电阻、自感及互感参数均处于较低量级。建模时，端部电阻取均值 0.37 mΩ，同时忽略互感影响，仅考虑 0.057 μH 的平均自感值。

1.2　高频等效电路模型

沿传输线的反射波的最小波长近似为 $\lambda_{\min}=v_{\mathrm{c}}/f_{\max}\approx v_{\mathrm{c}}t_{\mathrm{rise}}$，其中 v_{c} 为波传播速度。当电机绕组入口脉冲电压上升时间为纳秒级时，其波长与定子绕组物理长度相当，当取多个 Γ 型或 π 型节时，传输线被适当建模[21]。

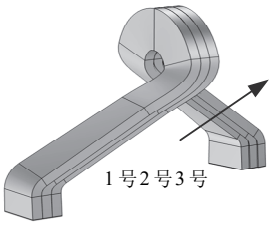


图 3 端部电阻及电感计算模型

Fig.3 Calculation model for overhang resistance and inductance

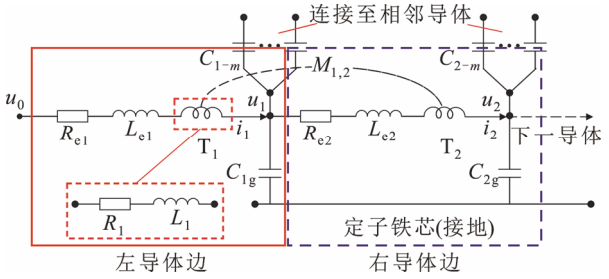


图 4 单匝等效电路模型

Fig.4 Equivalent winding circuit model

表 3 端部交流电阻及电感值

Table 3 Overhang AC resistance and inductance values

端部	交流电阻/mΩ	电感/μH		
		1 号	2 号	3 号
1 号	0.370	0.057 0	0.003 2	0.001 9
2 号	0.363	—	0.061 0	0.002 5
3 号	0.375	—	—	0.054 0

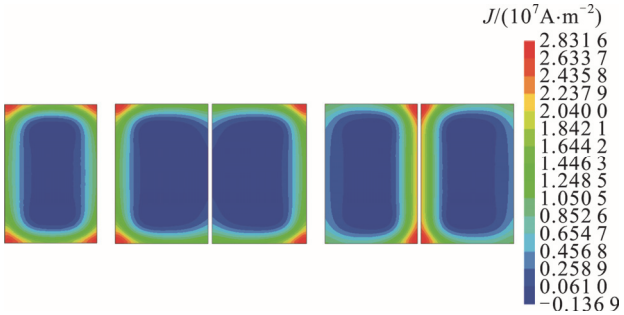


图 5 高频下扁线绕组的趋肤效应和邻近效应

Fig.5 Skin effect and proximity effect in flat wire windings under high frequency

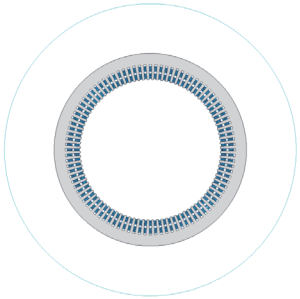


图 6 2D 瞬态磁场模型

Fig.6 Model of 2D transient magnetic field

以每半匝绕组为一个仿真单位，构建图 4 所示的绕组等效电路模型。图中，实线与虚线框内部分分别代表绕组的左右两侧导体。u_i、i_i 分别为第 i 单元节点电压与电流；T_i 为槽内部分，由直部电感 L_i、交流电阻 R_i 及直部间互感 $M_{1,2}$ 构成；R_{ei}、L_{ei} 分别为端部交流电阻与电感；C_{ig} 为各 Γ 形单元对地电容，经定子铁芯接地，$C_{i\text{-}m}$ 为相邻单元互电容。

电机一相一支路中包含 48 个线圈，因此一相的高频等效电路由 192 个图 4 所示的电路单元级联而成。本次仿真采用的是单极性脉冲供电、单相接法(U_1//U_2)，按连接顺序将线圈依次编号为 U_{1_1}—U_{1_96} 及 U_{2_1}—U_{2_96}。各分布参数元件的拓扑位置需结合电机实际绕组布线形式确定，其数值已在 1.1 节中计算。电缆在仿真中同样采用 Γ 型节建模，电源采用理想脉冲电压源。

1.3 场路耦合有限元模型

1 kHz 下扁线绕组的趋肤效应和邻近效应如图 5 所示，二者均会引起导体电流密度分布的变化，进而影响电阻值。为实时反映槽部参数随频率的变化情况，场路耦合计算中需要使用瞬态场。针对定子槽内呈规律排列的直线段绕组，为平衡计算精度与效率，构建了如图 6 所示的二维简化模型。该模型完整包含定子铁芯和所有导体，并在有限元平台中进行了精细化网格划分。通过导入实测硅钢材料的 B-H 曲线并设定叠片系数，计及铁芯磁饱和非线性对绕组参数的影响。在求解设置中，通过将瞬态场激励设置为外部激励，可实现电路与磁场的耦合，同时完成电压分布的时域计算。

2 电压分布分析

2.1 测试平台

为模拟宽禁带电力电子器件产生的高频高压脉冲电应力，构建了多通道脉冲发生平台。该平台可产生频率、幅值、脉宽和死区时间等参数灵活可调的脉冲电压，最大峰峰值电压为 20 kV，最大频率为 100 kHz，最短上升时间为 20 ns。高频脉冲电源实物如图 7 所示，主要由高压固态开关、滤波电容、储能电容、限流电阻、均压电阻、FPGA 控制

板和传感器构成。为采集定子绕组内部各匝的电压分布数据，在样机生产阶段已对特定线圈引出测试线，其中，U_1 相绕组的 8 个线圈组均带测试线，分别设置于电机 1、7、13、19、25、31、37 和 43 号槽的下层边(7—12 层)，并对引出线烧结处使用与匝间绝缘同规格的聚酰亚胺薄膜进行重新绕包，以减少绝缘结构变化对测试结果的影响。

为验证仿真模型的准确性，以高频高压脉冲电源为核心，进一步搭建了如图 8 所示的电压分布测试平台。试验设备包括：去转子和机壳的船舶电机一台，信号发生器(型号：LINTI-T UTG932)，高频高压脉冲电源，高压探头(型号：Tektronix P6015A)，示波器(型号：TELEDYNE WAVERUNNER 8254)和电脑。实测环节采用与仿真一致的接线方式及激励条件，脉冲参数设置为：单正极性，幅值 1 kV，频率 2.5 kHz，占空比 1%，上升时间 200 ns。测试流程如下：首先，正负高频脉冲电源分别由正负直流电源供电，在信号发生器的控制下生成重复脉冲电压，经电压电流保护装置和连接电缆到达电机侧；随后，连接至电机测试线的高压探头配合高速示波器实现多通道电压信号实时采集；最后，将采集到的电压数据上传至 PC 端完成数据处理与分析。

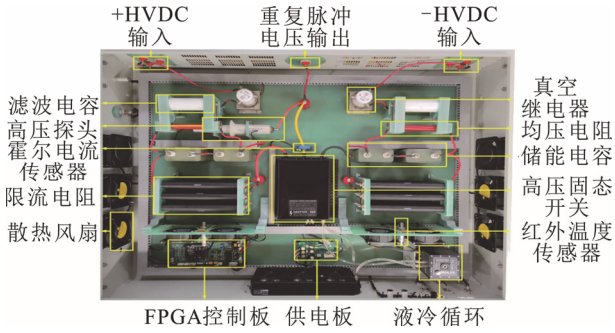


图 7　脉冲电源实物

Fig.7　Physical pulse power supply

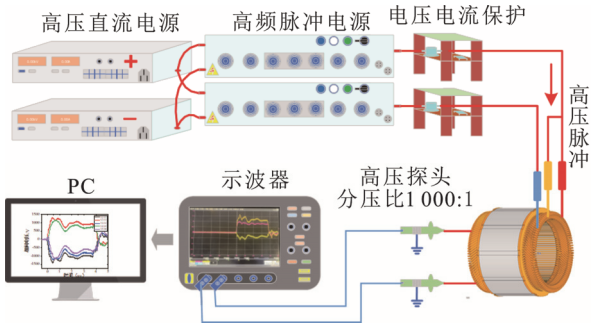


图 8　电压分布测试平台

Fig.8　Voltage distribution test platform

2.2　仿真及测试结果

电机电压分布的仿真和实测结果如图 9—图 11 所示。图中，S 代表槽号，L 代表层号，S*i*-L*j* 代表电机第 *i* 号槽第 *j* 层导体对地电压的实测(或仿真)结果。因采用叠绕结构，同一槽内导体同属一个线圈组，测试显示各层导体电压接近，其中 U_1 相第 1 个线圈组所在的 1 号槽差异最大。图 9 为 1 号槽 7—12 层对地电压的实测与仿真结果，可见明显的过电压和振荡现象，这是由电缆与电机绕组的阻抗不匹配所致；同时，短上升时间的脉冲电压会向电机侧注入高频分量，致使第一个线圈承受更高的电气应力。

U_1 相绕组匝数众多，筛选了各槽第 7 和 12 层

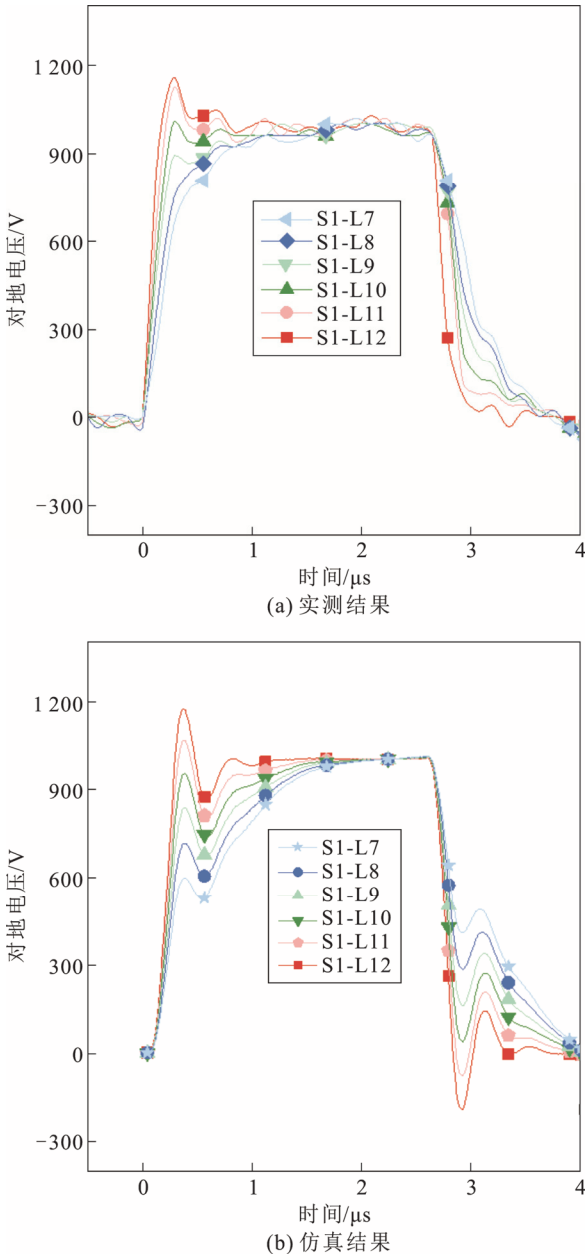


图 9　1 号槽对地电压分布

Fig.9　Turn-to-ground voltage distribution of slot 1

的导体进行电压分析。图 10、图 11 显示，单极性单相接法下，最大对地电压位于 U_1 相首匝，为 1 173.15 V，过压系数 17.3%。随着远离首端，各线圈电压幅值下降，上升速率变慢，波形由方波过渡至类似正弦波。容性、感性参数协同作用下，电压波沿电机绕组传播不再均匀。此外，可能出现后序电压幅值超过前序线圈的情况，如图 10 所示，实测中 13 号槽第 12 层导体(U_{1_25})的电压幅值超过了 7 号槽第 7 层导体(U_{1_24})，图 11 的仿真结果也得到了相仿的结论。该现象可以借助传输线理论解释：由于行波的多次折反射，某一节点建立的电压为各次入射波的正负交替叠加，而 U_{1_25} 在特定时刻建立的瞬态电压更大。实测结果显示，波前与波后沿到达 1 号槽第 8 层(U_{1_9})时变得平缓，而仿真中电压振荡持续时间则更长且相位普遍滞后，表明线圈的低通滤波行为被低估。相关研究指出[22]，实际高频振荡仅限于线圈前几匝电压，仿真出现该现象的原因是电缆的反谐振频率接近定子绕组的首个反谐振频率，导致电压波在传输过程中遇到低阻尼，从而在单一频率下振荡。

2.3 电压分布影响因素分析

2.2 节中电压分布的仿真与实测结果较为相符，其电压波形峰值(U_{max})的相对误差分布如图 12 所示。定量分析表明，模型整体精度可控制在 12%以内，验证了其有效性。其中线路末端误差相对较大：一方面，随着对地电压幅值的几何衰减，高压探头固有的±2%测量误差在低电压域会被明显放大；另一方面，末端电压处于百伏量级时，数十伏的绝对偏差即可引发较大的相对误差。

以 U_{1_48} 导体的对地电压，以及 13 号槽第 11、12 层导体间的匝间电压为例进行分析，图 13 对比了考虑与忽略各类分布参数时两种电压的峰值变化情况，共考虑 6 种情况：全参数考虑(c1)、忽略端部电感(c2)、忽略端部电阻(c3)、忽略对地电容(c4)、忽略容性和感性参数(c5)以及忽略匝间电容(c6)。

当忽略绕组线路的容性与感性参数时，对地电压与匝间电压波形均呈梯形波形态，此时回路仅通过线圈电阻实现分压。实际电机绕组的电压呈现非线性分布，其中电感-电容耦合矩阵决定系统的振荡特性，电阻-电容耦合矩阵决定系统的阻尼特性。电压波在电机绕组中传输时，绕组可等效为复杂的 *RLC* 滤波网络，分布参数体系的改变会直接影响其滤波效果。对比结果表明，电容类参数对绕组电压

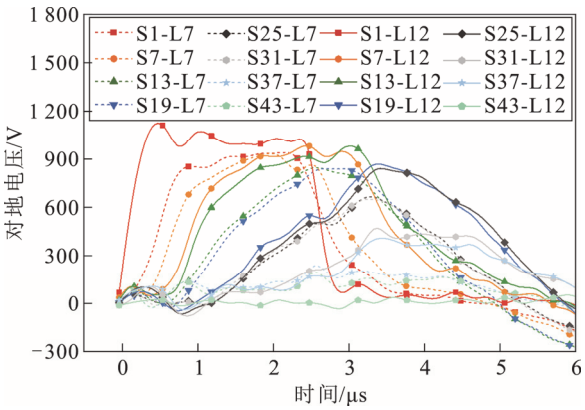


图 10 实测 U_1 相对地电压分布

Fig.10 Tested turn-to-ground voltage distribution of phase U_1

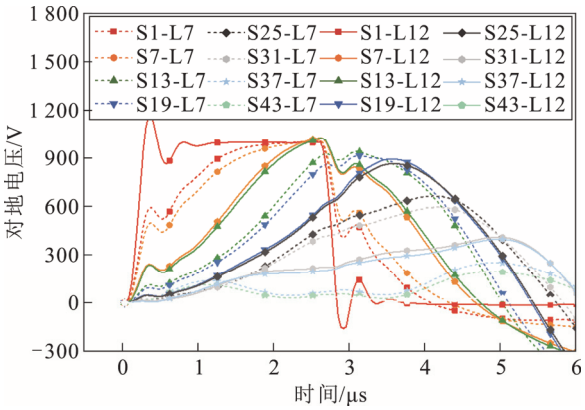


图 11 仿真 U_1 相对地电压分布

Fig.11 Simulated turn-to-ground voltage distribution of phase U_1

分布的影响占据主导地位：忽略匝间电容前后，匝间电压峰值偏差可达施加电压(1 000 V)的 4.06%，对地电压偏差则达 36.5%；忽略对地电容后相应偏差分别为 2.48%和 34.1%。这种影响取决于匝间电容和对地电容的竞争关系[23]：较高的匝间电容耦合倾向于降低匝间电压；而匝对地电容耦合的削弱，会降低匝电压维持零电位的趋势，从而抬高匝对地电压。相较而言，端部电阻和电感的影响为次要因素：各匝线圈端部电阻以同量级衰减，其引发的对地电压波动不足 0.13%，匝间电压波动则不足 0.015%。忽略端部电感后仅引发 1.95%的对地电压偏差及 0.29%的匝间电压偏差。

3 电场分布分析

叠绕组电机的绝缘结构因其位置不同而有所差异。在槽部，绝缘系统主要由对地绝缘和匝间绝缘构成，同一槽内不存在异相绕组的相邻布置，故

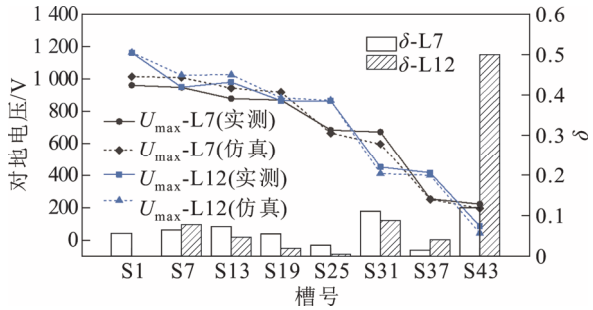


图 12　U_1 相电压分布误差

Fig.12　Voltage distribution error of phase U_1

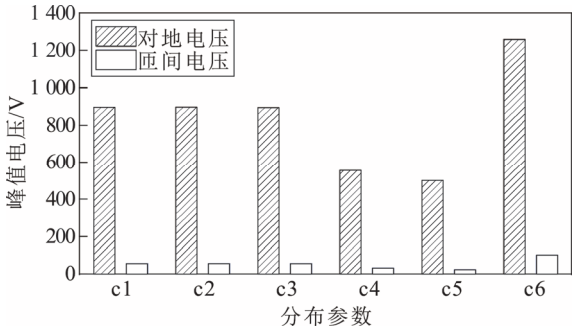


图 13　分布参数对电压分布的影响

Fig.13　Influence of parasitic parameters on voltage distribution

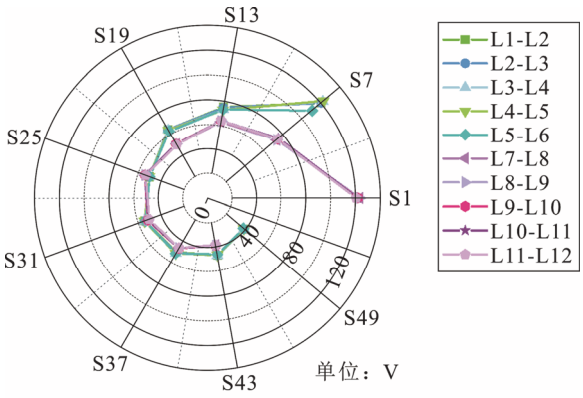


图 14　U_1 相在各槽、层的匝间电压幅值

Fig.14　Turn-to-turn voltage amplitude of phase U_1 in each slot and layer

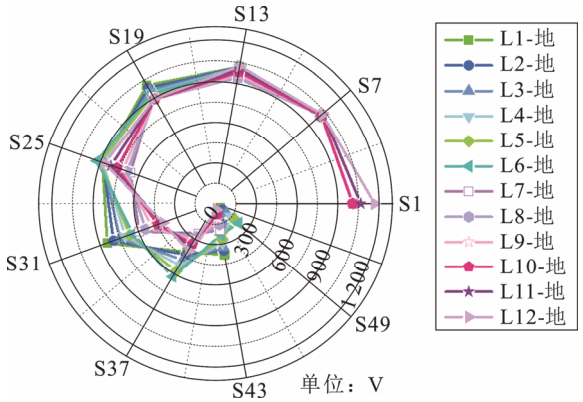


图 15　U_1 相在各槽、层的对地电压幅值

Fig.15　Turn-to-ground voltage amplitude of phase U_1 in each slot and layer

不含相间绝缘；而在端部，绝缘系统则包括匝间绝缘和相间绝缘，由于远离铁芯，故不考虑对地绝缘。

3.1　槽部绝缘电场分析

U_1 相在各槽的匝间电压与对地电压分布分别如图 14 和图 15 所示。最大对地电压及最大匝间电压均出现在 1 号槽，原因是该槽内同时分布有 U_1 相前几匝与 U_2 相末几匝绕组。由槽口至槽底，导体布置顺序依次为 U_{2_85}、U_{2_87}、U_{2_89}、U_{2_91}、U_{2_93}、U_{2_95}、U_{1_11}、U_{1_9}、U_{1_7}、U_{1_5}、U_{1_3}、U_{1_1}。随着远离首匝，各槽匝间/对地电压幅值均呈下降趋势，匝间电压分布趋于均匀。其中，最大电压出现在 U_1 相首匝，为 U_{1_1} 的对地电压(1 173.15 V)。匝间电压普遍较小，最大值位于 U_{1_1} 和 U_{1_3} 之间(135.62 V)。鉴于绝缘击穿多见于电机定子槽口附近的线圈首两匝处[24]，针对 1 号槽分别在匝间电压最大与对地电压最大两种工况开展了电场分析。

图 16 为槽部电场强度的仿真结果。两种工况下的最大电场均出现在对地绝缘区域，具体位于 1 号槽第 12 层导体与对地绝缘形成的倒角处，场强达 6.6 kV/mm。一方面，该位置导体对地电压最大，周围易形成高电场；另一方面，倒角处曲率较大，进一步加剧了电场集中。有图 16(c)可见，对地绝缘电场在径向上与各层导体对地电压呈正相关，且沿切向分布不均，其两侧电场强度约为中间段的 10 倍。对比图 16 和图 17 可知，匝间绝缘电场强度沿径向和切向分布都较为均匀，其最大值位于第 11 和第 12 层之间(0.44 kV/mm)，与槽底中间段对地绝缘的电场强度(0.60 kV/mm)处于同一数量级。

3.2　电场影响因素分析

在电线电缆生产中，为平滑线材，常需对线材进行辊压或弯曲处理，扁线圆角半径就是在这一过程中形成的参数。与此同时，绕组排布方式也可能影响电气应力水平。基于此，探究了导体圆角半径及排布方式对槽部电场强度的影响，结果如图 18 所示。由实验结果可知，当导体圆角半径 a 较小时，槽部最大电场对半径变化极为敏感，0.1 mm 的半径变化即可引起 3.75 kV/mm 的电场突变。随着 a 增大，最大电场迅速减小，随后趋于平稳，其变化趋

势可通过乘幂曲线 E=1.727 $2a^{-0.251}$ 较好地拟合，此时 R^2=0.967。导体的排布方式对槽内电场分布同样存在影响。将 1 号槽导体的原始布置顺序定义为顺序排布；若将该槽内导体整体反向布置，则记为逆序排布。高电应力的绕组首匝线圈 U_{1_1} 在顺序排布时位于槽底，在逆序排布时则位于槽口。由图 18 可知，逆序排布下的电场强度整体低于顺序排布。因此，对于半开口槽与开口槽电机，将高电压线圈布置于槽口相较于槽底，能有效降低绝缘层承受的电场峰值。增大导体圆角半径同样有助于缓解电场集中，但改善效果会逐渐趋于饱和，同时需权衡槽满率与电机功率密度的关系。

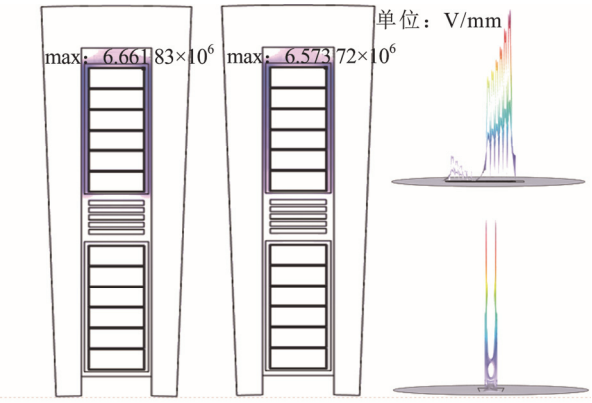
当绝缘系统浸渍不良时，会形成随机分布的气隙缺陷。这些气隙形状、尺寸不一，且随机分布，增加了绝缘安全隐患。图 19 展示了球形气隙半径 r 及位置对绝缘层电场的影响：完好状态下，对地绝缘最大电场强度为 1.742 kV/mm，匝间绝缘最大电场为 0.265 kV/mm。一旦引入气隙，二者均增大。具体而言，对地绝缘的最大电场随 r 呈单调递增趋势，匝间绝缘反之，且其电场强度的变化速率约为前者的两倍。由此可见，尽管对地绝缘承受更高的工作电压，但因匝间绝缘厚度较薄，气隙对其电场分布的畸变效应更为显著。同时研究发现，气隙外围区域的最小电场强度随 r 的增大而减小，表明气隙尺寸的增加会削弱周围介质中的电场强度。上述电场重分布现象主要源于气隙导致绝缘系统整体电容的下降，从而改变了原有电场分布。

为定量分析气隙对电场的影响，以外电场 E_0 内存在球形夹杂物为例，设外围电介质的介电常数为 ε_1，夹杂物的介电常数为 ε_2，通过求解局部电位函数 $\varphi(r,\theta)$[25]，得到球体外及球体内的电场分别为：

$$E_1 = E_0 e_x + \frac{(\varepsilon_2-\varepsilon_1)E_0}{2\varepsilon_1+\varepsilon_2}\frac{a^3}{r^3}(2e_r\cos\theta + e_\theta\sin\theta) \quad (6)$$

$$E_2 = \frac{3\varepsilon_1}{\varepsilon_2+2\varepsilon_1}E_0 e_x \quad (7)$$

上式表明，当 $\varepsilon_2<\varepsilon_1$ 时，外围电介质的电场会被削弱，夹杂物内的电场则会增强，严重时可能引发局部放电。仿真结果与此结论一致。本例中，电场不均匀度最大可达 1.54(完好状态下约为 1)，该极值出现在匝间气隙半径为 0.01 mm 的场景中。此外，当电压极性反转时，脉冲电压上升沿阶段的空间电荷电场与外施电场方向一致，会导致反极性处的电场增强。一旦合成电场超过放电起始场强，绝缘缺陷处将发生局部放电，而增强的局部放电幅值会加速匝间绝缘系统的老化[26]。因此，在实际中需特别



(a) 对地电压最大 (b) 匝间电压最大 (c)电场高表达式

图 16 对地/匝间电压最大时 1 号槽电场强度分布

Fig.16 Electric field distribution in slot 1 when the maximum turn-to-ground/turn voltage occurs

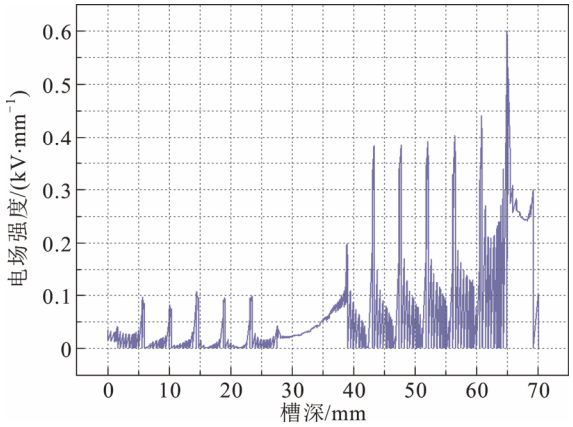


图 17 匝间电压最大时 1 号槽轴向电场

Fig.17 Axial electric field in slot 1 when the maximum turn-to-turn voltage occurs

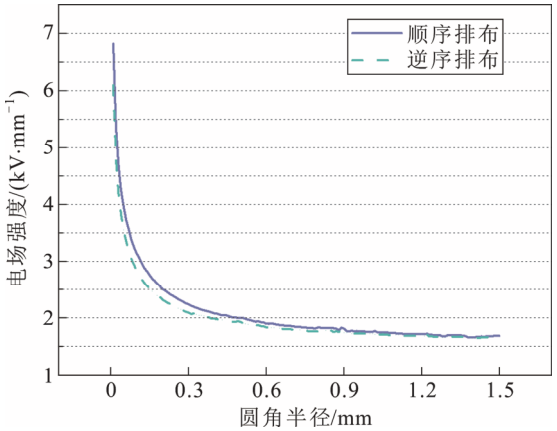


图 18 不同圆角半径及排布方式下的最大电场

Fig.18 Maximum electric field under different fillet radii and arrangement patterns

关注绕组前几匝的匝间绝缘工艺。

4　端部电应力分析

在电机端部区域，多相绕组在空间上交错排布，易导致异相绕组相互邻近，进而形成相间电应力。各绕组在端部呈现特定空间分布：与跨槽布置的相邻层绕组形成交叉结构，与同层绕组则为相切相邻形式。本文所研究电机的完整绕组共 6 相，依次为 U 相、X 相、V 相、Y 相、W 相、Z 相，各相均设有 2 条并联支路。其中，U、V、W 相为绕组进线端，内部 X、Y、Z 相则连接至星形中性点。对定子绕组布线展开图分析可知，以 U_1 相绕组为例：其首匝绕组从 1 槽 12 层出发，经跨槽换位和层间换位后延伸至 7 槽 6 层，共计跨越 7 个槽距和 6 个层位。这 7 个槽的第 5 至 12 层中，同时分布着 U_1、X_1、V_1、Y_1、W_1、Z_1 等相绕组。U_1 相首匝路径中，因与相邻层交叉、同层相切的空间关系，存在多处与异相绕组邻近的点位，尤其包含与 V_1 相、W_2 相首个线圈组的邻近区域。理论分析表明，当电路中串联顺序相距最远的绕组在空间中相邻时，将产生最大电势差[19]。若电机绕组连接结构中存在首末端交叠的情况，最大电压即出现在此类位置。在 U-V//W 接线模式下，U_{1_1} 与 W_{2_3}、U_{1_2} 与 V_{1_7} 的交叠部位即属此类(如图 20 所示)，理论上将呈现峰值相间电压。对于 PWM 逆变器开关状态切换过程中的其他拓扑状态，相间电压峰值点位的判定规则与此一致。端部的绝缘结构较槽部更为复杂，逐一进行电应力分布仿真计算难以实现，基于绕组连接拓扑分析，可有效定位绝缘薄弱区域。

5　结论

1）单相接线、1 000 V 幅值脉冲输入条件下，电机的最大对地电压(1 173.15 V)和最大匝间电压(135.62 V)均出现在绕组首匝，且两种工况下的最大电场均位于首匝对地绝缘处(6.6 kV/mm)，放电概率较高，需重点加强此处绝缘。

2）在电场影响因素方面有如下发现：导体圆角半径对电场的影响符合乘幂规律(拟合优度 R^2=0.967)；对于开口槽电机，将高电压线圈布置于槽口可以减轻绝缘层承受的电场强度；匝间绝缘引入气隙后，电场畸变率可达 54%。

3）电容参数对绕组的电压分布起主导作用：忽略匝间/对地电容分别引起 4.06%/2.48%的匝间电压偏差及 36.5%/34.1%的对地电压偏差，显著高于端部电阻(<0.13%)与电感(<1.95%)参数。

4）端部最大电压将出现在首匝线圈所跨越的槽和层中，各槽相邻层存在末匝线圈的位置。

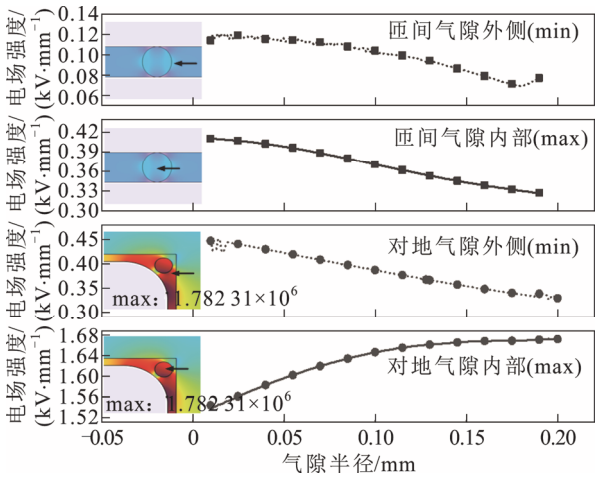


图 19　不同气隙半径及位置下的电场

Fig.19　Electric field distribution under different air-gap radii and locations

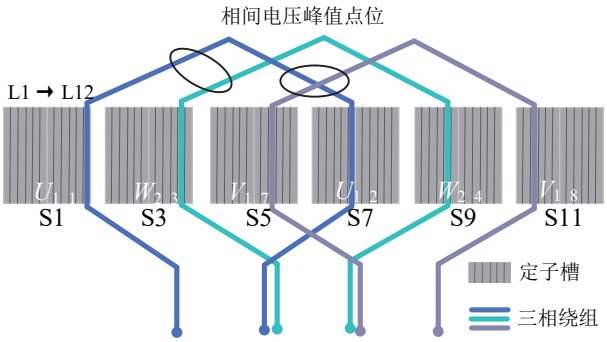


图 20　端部相间电压峰值点位

Fig.20　Location of peak interphase voltage points at the overhang

参考文献　References

[1] 马世金，王　鹏，朱英伟，等. 变频电机绝缘系统局部放电检测柔性传感器设计[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4798-4807.
MA Shijin, WANG Peng, ZHU Yingwei, et al. Design of flexible sensor for PD detection of inverter-fed motors insulation system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4798-4807.

[2] 刘　维，江　军，沈志邦，等. 高 dV/dt 电压下航空线缆局部放电仿真及特性分析[J]. 中国电机工程学报，2024，44(24)：9897-9908.
LIU Wei, JIANG Jun, SHEN Zhibang, et al. Partial discharge simulation and characteristic analysis of aviation cables under high dV/dt voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(24): 9897-9908.

[3] 张宸玥. SiC 逆变器供电下电机电压应力研究[D]. 杭州：浙江大学，2023：27-52.
ZHANG Chenyue. Research on motor voltage stress under SiC inverter power supply[D]. Hangzhou, China: Zhejiang University, 2023: 27-52.

[4] SUNDEEP S, WANG J B, GRIFFO A. Holistic modeling of high-frequency behavior of inverter-fed machine winding, considering mutual couplings in time domain[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 6044-6057.

[5] 彭 增，王 鹏，朱英伟，等. 脉宽调制电压下频率对电动汽车驱动电机绝缘耐电晕寿命影响[J]. 高电压技术，2024，50(11)：5014-5021.
PENG Zeng, WANG Peng, ZHU Yingwei, et al. Impact of frequency on the endurance lifetime of electric vehicle drive motor insulation with pulse width modulation voltage[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 5014-5021.

[6] 王威望，罗宇靖，关子凌，等. 高功率密度中高频变压器绝缘与散热研究进展与展望[J]. 高电压技术，2024，50(10)：4388-4406.
WANG Weiwang, LUO Yujing, GUAN Ziling, et al. Research progress and technical prospect in insulation and heat dissipation of high power density medium-high frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4388-4406.

[7] SERI P, MONTANARI G C. A voltage threshold in operating condition of PWM inverters and its impact on reliability of insulation systems in electrified transport applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(1): 69-77.

[8] PETRARCA C, MAFFUCCI A, TUCCI V, et al. Analysis of the voltage distribution in a motor stator winding subjected to steep-fronted surge voltages by means of a multiconductor lossy transmission line model[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(1): 7-17.

[9] ROGER D, IOSIF V, DUCHESNE S. High temperature motors: investigations on the voltage distribution in windings at a short scale times for a PWM supply[C]//2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami, USA: IEEE, 2017: 1-7.

[10] XIE Y Y, ZHANG J L, LEONARDI F, et al. Modeling and verification of electrical stress in inverter-driven electric machine windings[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5818-5829.

[11] SOUSA FERREIRA R, FERREIRA A C. Analysis of end-windings influence on the transient voltage distribution in machine stator windings by a three phase model[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 2110-2119.

[12] FRITZ N, ENGELMANN G, STIPPICH A, et al. Toward an in-depth understanding of the commutation processes in a SiC MOSFET switching cell including parasitic elements[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 4089-4101.

[13] HEWITT D A, SUNDEEP S, WANG J B, et al. High frequency modeling of electric machines using finite element analysis derived data[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1432-1442.

[14] 赵文焕，王 鹏. 工频正弦和重复方波电压下间位芳纶局部放电起始电压测试[J]. 中国电机工程学报，2023，43(7)：2858-2866，S33.
ZHAO Wenhuan, WANG Peng. Partial discharge inception voltage tests of meta-aramid paper under sinusoidal and repetitive square voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7): 2858-2866, S33.

[15] BEHRENDT C N, DITTMANN J, KNEBUSCH B, et al. Common-mode impedance prediction of a high frequency hairpin stator winding based on FEM and modified nodal analysis[C]//2022 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. Sorrento, Italy: IEEE, 2022: 20-26.

[16] OYEGOKE B S. Voltage distribution in the stator winding of an induction motor following a voltage surge[J]. Electrical Engineering, 2000, 82(3): 199-205.

[17] QIU H, WANG S H, ZHANG N M, et al. Field-circuit coupling and electromagnetic-thermal-mechanical coupling analysis of the single-stage fast linear transformer driver using time-domain finite integration technique[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(6): 8401205.

[18] MAGDUN O, BLATT S, BINDER A. Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed AC machines[C]//2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. Valencia, Spain: IEEE, 2013: 447-453.

[19] 黄文冬，王 鹏，朱英伟，等. Hairpin 绕组电机电压分布仿真计算与绝缘优化[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2458-2465.
HUANG Wendong, WANG Peng, ZHU Yingwei, et al. Voltage distribution simulation and insulation optimization of Hairpin winding motor[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2458-2465.

[20] 刘国强，赵凌志，蒋继娅. Ansoft 工程电磁场有限元分析[M]. 北京：电子工业出版社，2005：103-217.
LIU Guoqiang, ZHAO Lingzhi, JIANG Jiya. Finite element analysis of engineering electromagnetic fields with Ansoft[M]. Beijing, China: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 103-217.

[21] KRINGS A, PAULSSON G, SAHLÉN F, et al. Experimental investigation of the voltage distribution in form wound windings of large AC machines due to fast transients[C]//2016 XXII International Conference on Electrical Machines. Lausanne, Switzerland: IEEE, 2016: 1700-1706.

[22] DIAB M S, YUAN X B. A quasi-three-level PWM scheme to combat motor overvoltage in SiC-based single-phase drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 12639-12645.

[23] GUARDADO J L, CORNICK K J. The effect of coil parameters on the distribution of steep-fronted surges in machine windings[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1992, 7(3): 552-559.

[24] YUAN P F, LIU X Z, LEI P Z, et al. Deterioration of stator winding insulation in inverter-fed traction motors[C]//2020 IEEE Electrical Insulation Conference. Knoxville, USA: IEEE, 2020: 457-460.

[25] 冯慈璋，马西奎. 工程电磁场导论[M]. 北京：高等教育出版社，2000：33-34.
FENG Cizhang, MA Xikui. An introduction to engineering electromagnetic fields[M]. Beijing, China: Higher Education Press, 2000: 33-34.

[26] YANG Y, BAI X Y, LEI Y X, et al. Voltage rise rate-related generalised probabilistic lifetime model of turn-to-turn insulation in inverter-fed motors[J]. High Voltage, 2024, 9(1): 46-55.



张爱莲
1999—，女，硕士
研究方向为变频驱动电机绝缘状态监测
E-mail: zal_scu@163.com

ZHANG Ailian



朱英伟(通信作者)
1982—，男，博士，副教授，硕导
主要从事电力储能与变换、工程电磁场分析研究
E-mail: zhu-yingwei@163.com

ZHU Yingwei
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期 2025-02-21 修回日期 2025-07-29 编辑 曹昭君