

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513692

# 基于双路参考激励信号参数辨识的 非接触电压测量方法\*

陈小涛<sup>1</sup>, 张文斌<sup>1</sup>, 索春光<sup>2</sup>, 谭向宇<sup>3</sup>

(1. 昆明理工大学机电工程学院 昆明 650504; 2. 昆明理工大学理学院 昆明 650504;  
3. 云南电网有限责任公司电力科学研究院 昆明 650217)

**摘要:** 电容耦合式非接触电压传感器在实际应用中, 导线线径、绝缘层厚度、线芯与感应极板的相对位置不同会影响导线线芯与感应极板间的耦合电容大小, 并且导线会对感应极板与接地极板间的结构电容产生附加效应, 所引起的边缘效应会使结构电容大小也发生变化, 使之无法凭借常规 LCR 仪预先精确测量, 造成传感器增益不确定从而导致非接触电压测量精度受限。提出一种基于双路参考激励信号参数辨识的非接触电压测量方法, 以实现测量过程中传感器增益的自标定。首先给出含寄生参数的等效模型并剖析其传递函数, 将传感器多个内参数简化为 2 个集总内参数, 通过仿真揭示了待测导线影响结构电容边缘效应从而改变其大小的规律。随后提出传感器参数辨识方法, 获得考虑寄生参数和导线影响后的传感器内参数作为一固定参量参与电压重构以提升电压测量精度。制作传感器样机并搭建实验平台, 完成参数辨识后进行多项实验。结果表明, 幅值精度实验中幅值误差在 1% 以内, 相位精度测试中相位差为 0.13°, 线径适应性实验可适应不同规格导线且误差最大仅 0.15%, 干扰信号屏蔽能力测试证实带屏蔽腔的同轴探头抗干扰性能良好。为提高非接触电压测量精度提供了有效解决方案。

**关键词:** 电容式电压互感器; 电压测量; 阻抗变换; 寄生电容; 参数辨识

**中图分类号:** TM933.13 TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4020

## Non-contact voltage measurement method based on parameter identification of dual reference excitation signals

Chen Xiaotao<sup>1</sup>, Zhang Wenbin<sup>1</sup>, Suo Chunguang<sup>2</sup>, Tan Xiangyu<sup>3</sup>

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China;  
2. College of Science, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China;  
3. Power Science Research Institute of Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650217, China)

**Abstract:** In practical applications of capacitive coupled non-contact voltage sensors, differences in wire diameter, insulation layer thickness, and the relative position between the wire core and the induction plate can affect the coupling capacitance between the wire core and the induction plate. Additionally, the presence of the wire influences the structural capacitance between the induction plate and the grounding plate, causing edge effects that alter the size of the structural capacitance. As a result, conventional LCR meters cannot accurately measure non-contact voltage, resulting in uncertain sensor gain and limited accuracy in non-contact voltage measurement. To address this issue, a non-contact voltage measurement method based on dual reference excitation signal parameter identification is proposed to achieve self-calibration of sensor gain during the measurement process. Firstly, an equivalent model with parasitic parameters is presented, and its transfer function is analyzed. Multiple internal parameters of the sensor are simplified into two lumped internal parameters. Through simulation, the influence of the measured wire on the edge effects of structural capacitance and its variation is revealed. Subsequently, a sensor parameter identification method is proposed to obtain the internal parameters of the sensor considering parasitic parameters and wire influences as a fixed parameter for voltage reconstruction to improve voltage measurement accuracy. A sensor prototype is developed, and an experimental platform is constructed to perform parameter identification and conduct multiple validation experiments. Experimental results show that the amplitude error in the amplitude accuracy test is within 1%, and the phase

收稿日期: 2025-01-16 Received Date: 2025-01-16

\* 基金项目: 云南省科技厅科技计划项目(202104BN050011, 202301AS070028)资助

difference in the phase accuracy test is  $0.13^\circ$ . The wire diameter adaptability experiment confirms that the method accommodates wires of different specifications, with a maximum error of only 0.15%. The interference signal shielding ability tests validate that the coaxial probe with a shielding cavity has good anti-interference performance. This provides an effective solution to improve the accuracy of non-contact voltage measurement.

**Keywords:** capacitive voltage transformer; voltage measurement; impedance transformation; parasitic capacitance; parameter identification

## 0 引 言

非接触电压测量在现代电气工作领域中占据着举足轻重的地位。它不仅能够显著提升工作效率,使电气操作更为便捷高效,而且在保障人员安全方面发挥着关键作用,有效避免了因直接接触高压设备可能带来的触电风险<sup>[1-6]</sup>。此外,非接触电压测量还为电气设备的维护提供了有力支持,有助于及时发现设备潜在故障,确保电力系统的稳定运行,广泛应用于工业自动化、电力系统监测以及电力仪表等诸多领域<sup>[7-10]</sup>。然而,尽管非接触电压测量技术不断演进,其发展进程却始终受到测量精度的严重制约。在实际测量时,导线线径、绝缘层厚度、线芯与感应极板的相对位置不同会影响导线线芯与感应极板间的分布电容大小<sup>[11-15]</sup>,测量系统里,传感器引线间电容、PCB(printed circuit board)板自身电容以及放大器输入端电容等寄生参数普遍存在,与其他电容共同作用,改变了整个电路的电容分布,使得原本基于理想电容模型的电压分压关系发生改变,并且导线置入传感器后会影响到感应极板与接地极板间结构电容的边缘效应使得结构电容大小也发生变化,使之无法凭借常规LCR(inductance, capacitance, resistance)仪预先精确测量,这进而导致难以通过标定导线与传感器间的耦合电容来确定传感器增益,最终对测量精度产生不利影响。

在电场耦合式电压测量领域,诸多学者已开展了广泛而深入的研究<sup>[16-22]</sup>。汪金刚团队<sup>[23]</sup>致力于非接触式电场传感技术研究,提出了D-dot电压传感器,该传感器需向电力系统注入已知信号获取增益,然而这种标定方式在大多数电力系统场景中无法适用,使其主要应用于特定的过电压监测场景。此外,该团队还对基于高斯积分算法重构的传输线电压测量方法进行了探索,通过电场传感器测量电场值并结合数值积分算法计算电压<sup>[24]</sup>。但此方法对测量场景和传感器放置位置极为严格,要求精确掌握传感器与导线及地面的距离,而在实际中,架空输电线路的空间位置往往难以精确确定且处于动态变化中,如线路下垂以及周围树木、建筑物等因素均会干扰电场分布,从而影响测量精度。Lawrence等<sup>[25]</sup>设计了差分式电容耦合非接触电压测量装置,利用两块垂直堆叠的感应极板形成差分电容探头,借助寄生电容关系实现电

压信号重构。然而,该装置需通过停电注入已知参考激励来获取传感器增益,这一操作在实际场景中面临诸多困难,极大地限制了其应用范围。江陶然等<sup>[26]</sup>基于拓扑变换设计了非接触式电压传感器,通过控制电路中电容器的投入数量来求解待测电压,但将集总电容器串联于空间对地电容的方法在实际应用中难以实现。Bobowski等<sup>[27]</sup>为测量导线电压,将电容器组接入电路,运用最小二乘拟合方法寻求杂散电容和未知线电压的最佳拟合参数。但该方法要求导线和探头相对位置固定,为此需设计结构特殊且制作精密的探头,并且使用误差为1%的云母电容进行工厂校准,最终导致导线电压测量误差较大,约在10%左右。黄汝金等<sup>[28]</sup>通过继电器改变测量支路,采用阻抗变换方法消除一次电容以重构导线电压,但该方法直接使用LCR仪测量传感器内各参数,未考虑寄生电容和导线置入探头后结构电容的变化对测量精度的影响,这在实际应用中会对电压测量精度产生极大的负面影响。吴哲琼等<sup>[29]</sup>使用专业仿真软件对同轴柱状电容器进行了结构分析,得到极板长度和间距均会极大影响电容传感器的边缘效应导致测量精度降低,但未分析外部因素对边缘效应的影响,而在电压测量系统中导线线径、绝缘层厚度都存在差异,对于电压测量来说忽略导线的影响是不合适的。

针对非接触电压传感器在实际应用中增益不确定的问题,旨在提出一种基于双路参考激励信号参数辨识的非接触电压测量方法。首先阐述了考虑寄生参数的电压测量原理,详细分析其传递函数,将传感器中多个内参数简化为两个固定的集总内参数 $k_1$ 、 $k_2$ ,从两根不同规格导线分别注入参考激励信号获得线性无关方程组从而求解出 $k_1$ 、 $k_2$ 的值,将辨识出的传感器内参数作为固定参量通过变换系统阻抗方法参与后续的电压重构。随后,制作传感器样机并搭建实验平台,依次开展参数辨识实验、幅值精度实验、相位精度测试、线径适应性实验以及干扰信号屏蔽能力测试,全面验证所提方法的可行性和有效性,为非接触电压测量技术的发展提供有力支持,推动该技术在工程中的广泛应用。本研究的创新点在于充分考虑了测量系统内的各项寄生参数,完善了非接触电压测量系统的测量模型;分析并考虑了导线在置入传感器探头前后及不同线径导线产生的边缘效应对结构电容的影响;将传感器的多个内参数集总为两个内参数,通过基

于双路参考激励信号的内参数辨识方法求出该集总内参数,最后通过阻抗变换的方法求解出导线电压,提高了电压传感器的测量精度和实用性。

## 1 非接触电压测量原理

### 1.1 考虑寄生参数下的测量原理

基于阻抗变换的非接触电压测量方法的核心原理在于通过巧妙构建电路结构,利用电容分压与阻抗变换实现对待测导线电压的测量。如图1所示,待测导线的线芯与感应极板之间形成一次分布电容 $C_1$ ,此电容在电压测量过程中起着关键作用,其大小会受到多种因素影响,如导线线径、绝缘层厚度与极板相对位置等。感应极板与接地极板之间形成结构电容 $C_2$ ,该电容与一次分布电容共同参与电压分压过程。此外,电路中还有着诸如传感器引线间电容 $C_d$ 、PCB板自身电容 $C_p$ 以及放大器输入端电容 $C_i$ 等寄生电容,这些寄生电容的存在会对测量结果产生不可忽视的影响,必须在测量原理分析中予以充分考虑。

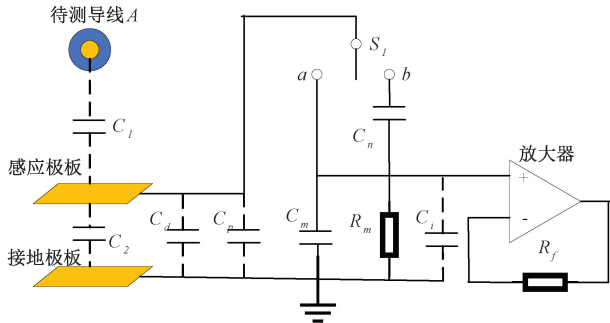


图1 阻抗变换电压测量原理

Fig. 1 Schematic of impedance transformation voltage measurement

当传感器制作完成以后,PCB板及信号引线均置于探头下方的屏蔽腔内,设备的物理环境难以对测量系统造成影响。对于温、湿度等气候因素对寄生电容的影响,其根本原因是影响了寄生电容的介电常数大小,文献[9]中通过理论分析和实验验证证明了气候因素对空气相对介电常数的影响及其微弱,在误差范围内可以忽略不计。故将寄生电容当做定值参与电压测量。

在测量过程中,通过继电器开关 $S_i$ 对次级分压电容 $C_n$ 的接入与否进行控制,从而实现不同测量状态的切换。设待测导线电压为 $V_{wire}$ ,当开关拨向触点 $a$ 时,传感器输出记为 $V_{o1}$ ,此时次级分压电容 $C_n$ 被断路,其传递函数如式(1)所示。

$$\frac{V_{o1}}{V_{wire}} = \frac{sR_m C_1}{1 + sR_m (C_1 + C_2 + C_d + C_p + C_m + C_i)} \quad (1)$$

当传感器工作频率远远大于转折频率时,传感器工作在自积分特性区间,即 $\omega \gg \omega_h$ , $1 \ll sR_m (C_1 + C_2 + C_d + C_p + C_m + C_i)$ ,将传递函数化简,如式(2)所示。

$$\frac{V_{o1}}{V_{wire}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_d + C_p + C_m + C_i} \quad (2)$$

当开关拨向触点 $b$ 时,次级分压电容 $C_n$ 接入电路,传感器输出记为 $V_{o2}$ ,此时的传递函数如式(3)所示。

$$\frac{V_{o2}}{V_{wire}} = \frac{sR_m k_1 C_1}{1 + sR_m [C_1 + C_2 + C_d + C_p + k_1 (C_m + C_i)]} \quad (3)$$

$$\text{其中, } k_1 = \frac{C_n}{C_m + C_n + C_i}$$

当传感器工作频率远远大于转折频率时传感器工作在自积分特性区间,即 $\omega \gg \omega'_h$ , $1 \ll sR_m [C_1 + C_2 + C_d + C_p + k_1 (C_m + C_i)]$ ,此时传递函数化简如式(4)所示。

$$\frac{V_{o2}}{V_{wire}} = \frac{k_1 C_1}{C_1 + C_2 + C_d + C_p + k_1 (C_m + C_i)} \quad (4)$$

联立传递函数式(2)和(4),可以消去电容 $C_1$ 并重构出待测电压的大小,如式(5)所示,将传感器的诸多内参数简化为 $k_1$ 、 $k_2$ 两个集总内参数。

$$V_{wire} = \frac{V_{o1} V_{o2} (1 - k_1)}{k_1 (V_{o1} - V_{o2}) + k_2 (k_1 V_{o1} - V_{o2})} \quad (5)$$

$$\text{其中, } k_2 = \frac{C_2 + C_d + C_p}{C_m + C_i}$$

$$K = \frac{V_{o1}}{V_{wire}} = \frac{k_1 (V_{o1} - V_{o2}) + k_2 (k_1 V_{o1} - V_{o2})}{V_{o2} (1 - k_1)} \quad (6)$$

通过投切次级分压电容 $C_n$ 的接入与否,可获得式(2)和(4)两组线性无关的方程,联立两方程形成不含电容 $C_1$ 的式(5),即可重构出待测导线的电压。待重构完成后,若导线与传感器相对位置不再改变,即可通过式(6)得到将开关拨向 $a$ 时传感器增益。

### 1.2 待测导线对结构电容的影响

式(5)中传感器的输出 $V_{o1}$ 和 $V_{o2}$ 可借助高精度电压测量仪器测得,而包含结构电容、贴片电容值等在内的电路参数理论上可采用LCR仪进行测量。然而,实际情况中,感应极板与接地极板之间的结构电容并非恒定不变,其极易受到待测导线的影响。

从电容结构的物理本质来看,对于理想的对称结构,当电极面积无限大时,电极间电场分布呈现均匀状态。但在实际的有限尺寸结构中,非边缘区域电场虽仍能保持一定程度的均匀性,然而在边缘区域,电场分布会发生显著的弯曲和扩展现象,这种边缘效应会导致额外的边缘电容产生,从而使得实际电容值往往高于基于理想模型计算得出的理论值。考虑边缘效应后,感应电极与接地电极之间的实际电容可由式(7)表示,其中 $C_p$ 为电场

线分布均匀的理想电容值,  $C_e$  为电容器两侧的边缘电容值。当结构电容周围存在导体时, 导体内部的自由电子会在电场作用下重新分布, 直至达到静电平衡状态。在此过程中, 导体会与结构电容的极板感应出与其相反的电荷, 进而在电容器内部形成新的电场分布, 从而改变电容大小。

$$C = C_p + C_e \quad (7)$$

为深入探究导线对结构电容的影响规律, 借助专业软件 COMSOL 开展了详细的仿真研究。具体仿真设置为: 采用内极板半径  $R_1 = 8 \text{ mm}$ , 外极板半径  $R_2 = 22 \text{ mm}$ , 厚度为  $0.5 \text{ mm}$ , 高度为  $60 \text{ mm}$  的圆筒形同轴探头作为研究对象, 极板材料选用铜, 绝缘介质为空气。如图 2 所示, 选择国标中多种不同规格的导线, 导线线芯材质为铜材, 绝缘层材质为聚氯乙烯。使用参数化扫描将导线以  $5 \text{ mm}$  的步长经过同轴探头后使其  $b$  端达到  $c$  点,  $b$  到  $c$  之间的距离设定为  $320 \text{ mm}$ 。通过电容矩阵计算整个过程中探头内外极板之间的结构电容变化情况, 所选用的国标导线规格详细如表 1 所示。以距离为横坐标 ( $a$  点在  $O$  点左边时距离坐标记为正, 在右边时记为负), 得到的极板间电容变化情况如图 3 所示。

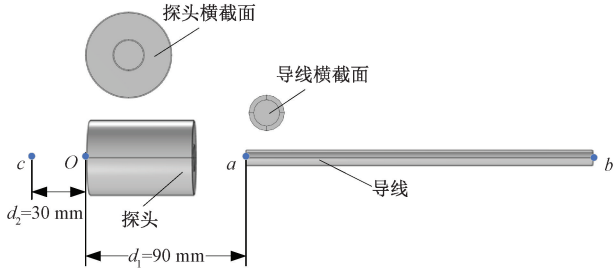


图 2 COMSOL 仿真

Fig. 2 COMSOL simulation

表 1 不同规格导线尺寸

Table 1 Wire sizes of different specifications

导线规格/mm <sup>2</sup>	绝缘层厚度/mm
6	0.8
10	1
16	1
25	1.2
35	1.2

通过对仿真结果的分析可知, 导线在靠近或远离探头两端时, 会导致电容发生显著变化, 而当导线某一端在探头中且距探头两端较远或者导线完全处于探头中时, 极板间的电容能够稳定在某一数值。这表明导线对探头结构电容的影响主要通过改变其边缘电容来实现, 在其它位置时, 导线产生的干扰电场绝大部分被极板屏蔽, 因

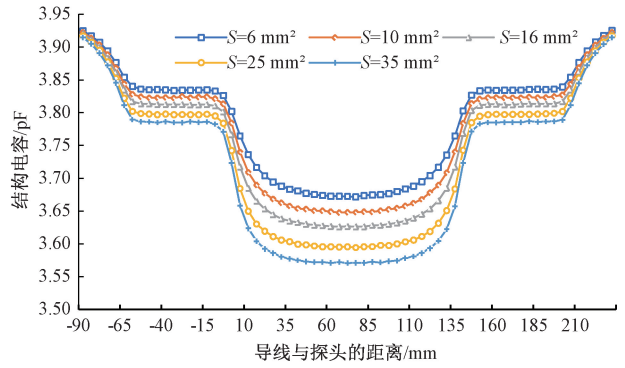


图 3 仿真结果

Fig. 3 Simulation results

此电容基本保持不变。此外, 针对不同规格的导线, 线径越大, 对边缘电容的影响程度也就越大。

在图 1 所示的原理中, 因  $C_m$  一般为 nF 级电容, 其它参量一般为 pF 级甚至更小。当开关拨向  $a$  时, 根据式 (2), 寄生参数和结构电容  $C_2$  的微小变化对系统的分压情况影响不大, 但当开关拨向  $b$  时, 根据式 (4),  $k_1(C_m + C_i)$  的大小与其它参量处于同一量级, 因此必须考虑寄生参数和结构电容  $C_2$  的变化对测量精度的影响。故使用传统 LCR 仪预先测量传感器内参数得到电压传感器的增益是不可行的, 急需一种考虑导线影响后的传感器内参数辨识方法以获取传感器准确的增益提高电压测量精度。

### 1.3 基于双路参考激励的传感器内参数辨识方法

通过变换阻抗的方法得到式 (5) 可以求解导线电压, 虽然消除了线芯与感应极板间耦合电容  $C_1$  变化对电压测量的影响, 但是极板间的结构电容  $C_2$  会随导线线径及相对位置的改变而发生变化, 对于电容耦合式非接触电压测量而言, 传统的通过 LCR 仪测量极板间电容以获取传感器增益的方法已不再适用。因此, 迫切需要一种能够在考虑导线影响的情况下准确获取传感器增益的有效方法。提出了一种创新的参数辨识方法, 旨在实现考虑寄生参数和导线对极板影响下的电压重构, 具体实施步骤如下。

首先, 在图 1 中的导线 A 中注入幅值为  $V_{ref1}$  的参考信号, 开关拨向触点  $a$  的输出记为  $V_{ap1}$ , 开关拨向触点  $b$  的输出记为  $V_{ap2}$ ; 随后, 将图 1 中的导线 A 更换为线径不同的导线 B, 并在其中注入幅值为  $V_{ref2}$  的参考信号, 开关拨向触点  $a$  的输出记为  $V'_{ap1}$ , 开关拨向触点  $b$  的输出记为  $V'_{ap2}$ , 因此可得到式 (8) 方程组。

$$\begin{cases} V_{ref1} = \frac{V_{ap1} V_{ap2} (1 - k_1)}{k_1 (V_{ap1} - V_{ap2}) + k_2 (k_1 V_{ap1} - V_{ap2})} \\ V_{ref2} = \frac{V'_{ap1} V'_{ap2} (1 - k_1)}{k_1 (V'_{ap1} - V'_{ap2}) + k_2 (k_1 V'_{ap1} - V'_{ap2})} \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $V_{ref1}$  和  $V_{ref2}$  是从导线内注入的已知的双路参考激励信号,  $V_{ap1}$ 、 $V_{ap2}$ 、 $V'_{ap1}$  和  $V'_{ap2}$  是从传感器末端输出的可测量的电压信号, 它们的值均为已知, 因为更换了导线, 使得线芯与感应极板间的电容发生了改变, 则式(8)是关于  $k_1$  和  $k_2$  的线性无关方程组。即可解出方程组(8)的根, 如式(9)所示。

$$\begin{cases} k_1 = \frac{V_{ap1} V'_{ap2} (V'_{ap1} V_{ref1} - V_{ap1} V_{ref2})}{V_{ref1} V_{ref2} (V'_{ap1} V_{ap2} - V_{ap1} V'_{ap2}) + V_{ap1} V'_{ap2} (V'_{ap2} V_{ref1} - V_{ap2} V_{ref2})} \\ k_2 = \frac{V'_{ap1} V'_{ap2} V_{ref1} (V_{ap1} - V_{ap2}) + V_{ap1} V_{ap2} V_{ref2} (V'_{ap2} - V'_{ap1})}{V_{ref1} V_{ref2} (V'_{ap1} V_{ap2} - V_{ap1} V'_{ap2})} \end{cases} \quad (9)$$

上述参数辨识方法是将导线置入探头中实施的, 则辨识出的参数是考虑了导线影响结构电容边缘效应后的参数, 而且该参数中还包含了  $C_d$ 、 $C_p$  和  $C_i$  等寄生参数, 因此在实际测量中使用辨识出的参数代入到式(5)中就可准确测量出导线电压。电压重构具体流程如图4所示。

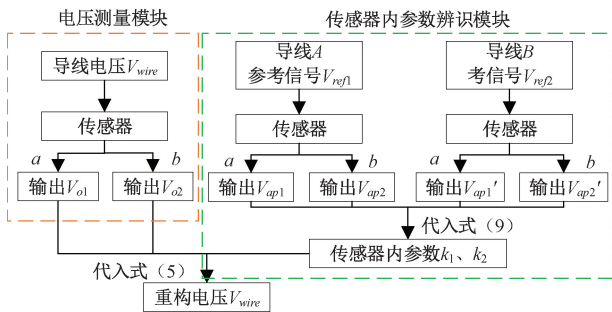


图4 电压测量和参数辨识整体流程

Fig. 4 Overall flowchart of voltage measurement and parameter identification

## 2 传感器探头设计

为了解影响极板间的电容边缘效应的因素, 以图2的探头模型进行仿真, 以寻求减小边缘电容的方法。使极板间距在 4~20 mm 变化, 步长设置为 4 mm; 使极板长度在 50~70 mm 变化, 步长设置为 5 mm。以横截面积为  $35 \text{ mm}^2$  的导线从图2中的  $b$  点经过同轴探头使导线的  $b$  点与  $c$  点重合, 点  $b$  到  $c$  之间的距离为 320 mm, 步长为 5 mm, 最后通过电容矩阵计算整个过程中探头内外极板之间的耦合电容的变化情况。仿真结果如表2和3所示。

通过表2和3可以看出, 极板间距越小, 长度越大, 导线对极板间的电容影响越小。则减小电容的边缘效应, 需要增大极板长度并减小极板间距。

表2 极板间距的仿真结果

Table 2 Simulation results of electrode spacing

极板间距/mm	电容误差/%
4	3.25
8	5.84
12	7.93
16	9.62
20	10.87

表3 极板长度的仿真结果

Table 3 Simulation results of electrode plate length

极板长度/mm	电容误差/%
50	13.22
55	12.05
60	10.87
65	9.84
70	9.49

如图5所示, 采用同轴感应探头, 感应极板直径为 20 mm, 长为 40 mm; 接地极板上半部分直径为 30 mm, 长 80 mm。设计有开合扣, 便于安装, 并在底部设有屏蔽腔。选择电容  $C_n = 5 \text{ pF}$ 、 $C_m = 1 \text{ nF}$  以及电阻  $R_m = 100 \text{ M}\Omega$ 、 $R_f = 100 \text{ }\Omega$  集成在 PCB 板上, 并将 PCB 板放入屏蔽腔中并与两极板相连, 以减少空间杂散信号对芯片的干扰。

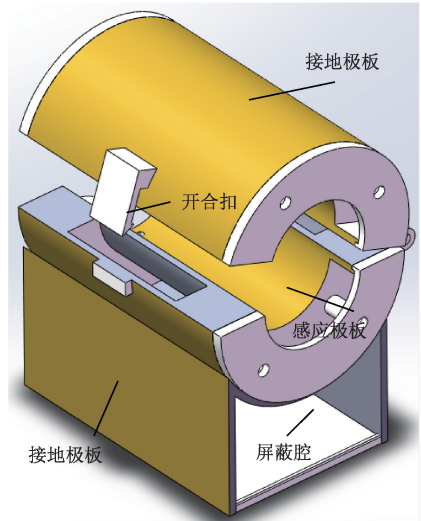


图5 探头示意图

Fig. 5 Schematic diagram of the probe

电压测量整体示意如图6所示, 为了减少信号在传输过程中的损耗, 在变换回路后接型号为 OPA192 的放大器作为电压跟随器, 其带宽为 10 MHz, 并且拥有  $\pm 5 \text{ pA}$  的低偏置电流和  $\pm 5 \text{ }\mu\text{V}$  的低失调电压, 电源电压范围为  $\pm 2.25 \sim \pm 18 \text{ V}$ 。

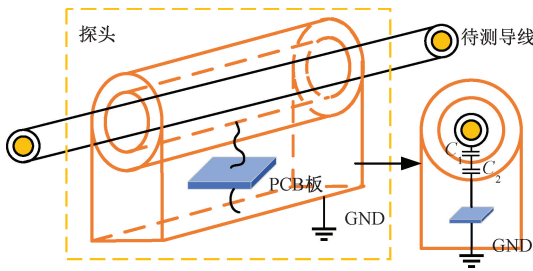


图6 电压测量整体示意图

Fig. 6 Overall schematic diagram of voltage measurement

### 3 实验测试及结果分析

#### 3.1 实验平台搭建

为探究基于双路参考激励信号参数辨识的非接触电压测量方法能否准确测量电压信号,搭建实验平台,如图7所示。采用1 500 VA PROGRAMMABLE AC POWER SOURCE提供0~400 V,10~50 kHz范围内的交流信号;使用FLUKE-289/CN CD万用表对交流信号进行校准,精度为0.4%,交流带宽为100 kHz;使用Digital Storage Oscilloscope数字示波器采集传感器输出端信号,采样速率为2 GSa/s。

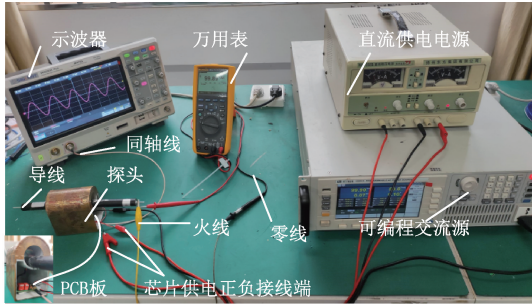


图7 实验现场

Fig. 7 Experimental site diagram

#### 3.2 传感器内参数辨识

在搭建的实验平台上将横截面积 $S = 35 \text{ mm}^2$ 的导线置入探头中,并通入频率为50 Hz、有效值为100~300 V的交流信号,步长为10 V,用万用表校准该电压并记为 $V_{ref}$ ,开关拨向 $a$ 、 $b$ 时输出分别为 $V_{ap1}$ 、 $V_{ap2}$ ,并使用示波器读取有效值和波形。更换线径25、16、10和6  $\text{mm}^2$ 导线重复上述步骤。并将输入和输出代入式(8)得到关于内参数 $k_1$ 、 $k_2$ 的方程组。

通过以上步骤可得到 $n$ 组方程组,为减小 $k$ 值的误差,使用Nelder-Mead方法(也称单纯形法)对实验数据进行处理。首先用2组线性无关的方程求解出 $k_1$ 、 $k_2$ 的初始解,使用Python编写对应程序,并以误差1%为迭代终止的判别标准,代入初始解后若重构电压与标准电

压的误差在1%以内则得到 $k$ 值的最优解,若存在误差 $>1\%$ ,则在初始 $k$ 值附近进行搜索,逐步调整解的位置以找到这些方程的最优解。

为减小传感器实际使用时电压测量误差,横截面积为35、25、16  $\text{mm}^2$ 的导线线径较大,对结构电容的影响也较大,通过辨识方法得到的数据通过单纯形法求解得到适用于该线径导线的内参数。横截面积为10、6  $\text{mm}^2$ 的导线线径较小,可作为另一组重新辨识得到适用于该线径导线的内参数。所得内参数如表4所示。若更换更多的导线重复上述实验,则辨识出的集总内参数针对不同线径导线的电压测量更加具有适应性,不同线径下的测量精度会有小幅度提升,但同时也会降低参数辨识的效率。

表4 内参数辨识结果

Table 4 Identification results of internal parameters

导线规格	$k_1$	$k_2$
$S = 16 \sim 35 \text{ mm}^2$	0.008 875 32	0.026 866 82
$S = 6 \sim 10 \text{ mm}^2$	0.007 840 03	0.022 502 58

通过实验校准的 $k$ 值由于考虑了导线对结构电容的影响,并且其中包含了寄生参数,则在传感器出厂后可直接将辨识好的 $k$ 值作为固定参数应用于式(5)进行电压计算而不必重复辨识。

电压传感器内参数包括后端电路中的电容和电阻、测量系统中的寄生电容以及感应极板和接地极板之间的结构电容。后端电路中的电容和电阻是不变的,测量系统中的寄生电容当做定值处理。感应极板和接地极板之间的结构电容受导线影响较大,当更换导线实施参数辨识时或者导线在探头内产生轻微移动,则会对测量精度产生一定的影响,采用Nelder-Mead方法寻找出不同线径在不同位置导线的最优参数解,在测量时只需要使用辨识出的 $k$ 值代入计算即可,不需要每次使用都进行标定。

#### 3.3 幅值精度实验

将 $S = 35 \text{ mm}^2$ 的待测导线置入探头的通孔内,并锁上开合扣。使用交流源输出频率为50 Hz、有效值为150~300 V的交流信号,步长设置为10 V,并使用万用表校准并记录为 $V_r$ ,开关 $S_1$ 接 $a$ 点,使用示波器采集传感器输出并记录为 $V_{o1}$ ,使用继电器装置使开关接入 $b$ 点,记录下示波器的采集信号记为 $V_{o2}$ 。将输出和表4中的参数 $k$ 代入式(5)求出待测电压记为 $V_{wire}$ 并计算出传感器误差。具体结果如表5所示。

由幅值精度实验可知,该传感探头在150~300 V之间的电压测量有较好精度,最大误差为-0.61%。电子式电压互感器的国际标准为电压(比值)误差百分数最大不超过3%,设计的传感器满足国际标准要求。

表5 幅值精度测试结果

Table 5 Amplitude accuracy test results

$V_{o1}/mV$	$V_{o2}/mV$	$V_{wire}/V$	$V_r/V$	$\varepsilon/\%$
1 018.7	218.60	150.02	149.84	0.12
1 085.4	232.90	159.83	159.80	0.02
1 154.4	247.70	169.99	169.72	0.16
1 229.4	263.80	181.04	180.72	0.18
1 295.1	277.90	190.72	190.67	0.02
1 364.5	292.80	200.94	200.65	0.14
1 427.4	306.30	210.21	209.98	0.11
1 489.9	319.70	219.40	219.96	-0.25
1 560.7	334.90	229.83	229.93	-0.04
1 625.5	348.80	239.37	239.91	-0.22
1 692.1	363.10	249.19	249.83	-0.26
1 758.7	377.37	258.98	260.11	-0.43
1 831.9	393.08	269.76	270.18	-0.16
1 897.0	407.05	279.34	280.16	-0.29
1 957.8	420.10	288.30	290.07	-0.61
2 017.0	432.80	297.01	298.85	-0.61

### 3.4 相位精度实验

用示波器分别采集待测导线的电压波形和使用本方法的重构电压波形,并读取它们的相位差,如图8所示,两波形分别表示为交流源电压波形和传感器输出波形,可以由示波器读出其相位差  $\Delta\varphi = 0.13^\circ$ ,表明本方法重构出的电压具有良好的相位精度。电子式电压互感器的国际标准为相位差最大不超过  $1.2 \text{ crad} (0.688^\circ)$ ,故所研发的传感器满足国际标准要求。

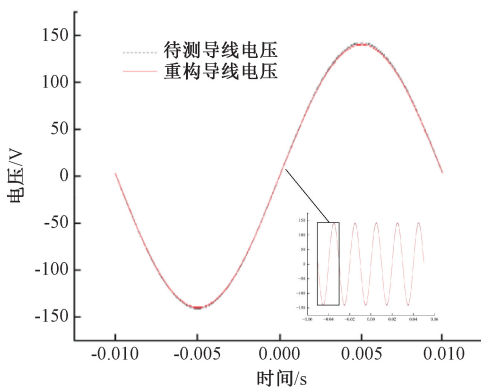


图8 相位对比

Fig. 8 Phase comparison

### 3.5 线径适应性实验

为了测试该探头针对不同规格导线的电压测量的稳定性,进行线径适应性实验。将电压源的输出设为  $100 \sim 300 \text{ V}$ ,步长为  $100 \text{ V}$ ,并使用万用表校准该电压,分别使用国标下截面面积分别为  $6, 10, 16, 25, 35 \text{ mm}^2$  的5种电缆进

行幅值实验,导线规格如图9所示。所有导线均随机放入传感器探头内,未进行特殊固定。使用示波器记录对应的输出,并使用表4中辨识出的固定参数代入计算求解出导线电压和测量误差。实验结果如图10所示。

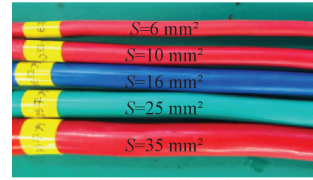


图9 国标下5种不同规格导线

Fig. 9 Five different specifications of wires under the national standard

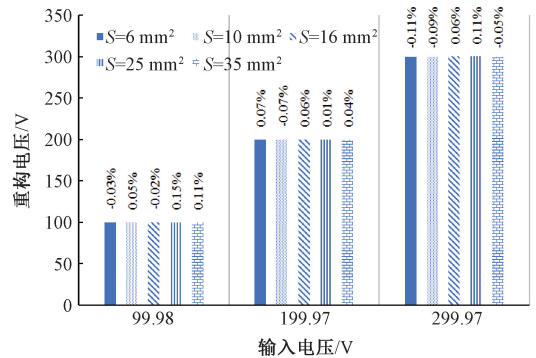


图10 线径适应性实验结果

Fig. 10 Frequency response experimental results

由上述实验可知,对于  $6 \sim 10 \text{ mm}^2$  导线使用对应的参数测量时,最大误差为  $-0.11\%$ ,对于  $16 \sim 35 \text{ mm}^2$  的导线使用对应的参数测量时,最大误差为  $0.15\%$ ,适应不同导线的电压测量,满足大多数场景下的精度要求。

### 3.6 干扰信号屏蔽能力测试

环境中存在各种各样的干扰信号不仅会从感应极板进入测量系统,也会从PCB进入测量系统对电压测量进行干扰。为解决此问题探头采用同轴屏蔽探头并在底部设有容纳PCB板的屏蔽腔以减小干扰。为验证探头对干扰信号的屏蔽能力,在图10的实验平台上,距探头  $10 \text{ cm}$  处放置一根与待测导线平行的同规格导线作为干扰源,选择ITCH IT7634的可编程交流源为干扰导线提供输入电压。为干扰导线与待测导线分别通入  $100, 200, 300 \text{ V}$  (记为  $V_{wire}$ ) 的信号,分别记录下/无干扰导线继电器开关拨向  $a$  时传感器输出记为  $V_{ap}$ ,拨向  $b$  时记为  $V'_{ap}$ ,将记录下  $V_{ap}$  和  $V'_{ap}$  代入到式(5)中重构出导线电压并计算出对应的相对误差。实验结果如表6所示。

由表6可以看出,在有干扰导线的情况下,传感器的输出会略有增加,相对误差增幅分别为  $0.5\%、0.04\%、$

表6 干扰信号屏蔽能力测试结果

Table 6 Test results of interference signal shielding capability

类型	$V_{wire}/\text{mV}$	$V_{ap}/\text{mV}$	$V'_{ap}/\text{mV}$	重构电压/V	误差/%
无干扰 导线	99.99	145.7	679.2	99.83	-0.16
	200.65	292.8	1 364.5	200.94	0.14
	298.85	432.8	2 017.0	297.02	-0.61
有干扰 导线	99.99	146.2	679.2	100.33	0.34
	200.65	292.9	1 365.0	201.01	0.18
	298.85	433.1	2 018.4	297.23	-0.54

-0.06%,增幅较小。表明带有屏蔽腔的同轴探头具有良好的干扰信号屏蔽能力,能够适应复杂环境中的电压测量。

## 4 结 论

非接触电压测量因导线规格不同会改变一次电容大小,系统内存在的寄生电容使得原本基于理想电容模型的电压分压关系发生改变,并且导线置入传感器后也影响二次结构电容的边缘效应从而其大小发生变化,传感器内参数无法通过LCR仪预先获取准确值,使得传感器的增益不确定导致非接触电压测量精度受限。针对此问题,提出一种基于双路参考激励信号参数辨识的非接触电压测量方法,获取准确的传感器内参数并通过变换电路阻抗以重构导线电压。

1)给出考虑寄生参数后的电压测量模型并分析了其传递函数,通过改变电路阻抗获得2组方程,联立方程组消去一次电容并将多个传感器参数集总为2个固定内参数以求解导线电压。

2)通过仿真得到导线在置入传感器前后结构电容发生变化的原因是导线的介入影响了结构电容两端电场分布从而使其边缘电容发生改变。充分考虑了寄生参数和导线对结构电容的影响后提出一种基于双路参考激励的传感器参数辨识方法,以获得考虑寄生参数和导线影响后的集总内参数。

3)设计了带有屏蔽腔的传感探头,在置入导线的情况下给出内参数辨识实施方案,使用自制的样机进行了参数辨识。并在工频电压下进行测试,在150~300V电压下,幅值最大误差为-0.61%,相位差为0.13°,6~10mm<sup>2</sup>导线使用对应的参数测量时,最大误差为-0.11%,对于16~35mm<sup>2</sup>的导线使用对应的参数测量时,最大误差为0.15%,适应不同导线的电压测量,随后进行干扰信号屏蔽测试,实验表明在存在强电磁干扰的情况下,该探头有良好的抗干扰能力。

## 参考文献

- [1] 汪毅峰,李江涛,徐峥一,等. 基于电容耦合式电极的非接触式 ECG 采集方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2022,43(2):138-147.  
WANG Y F, LI J T, XU ZH Y, et al. A non-contact ECG measurement method based on capacitance coupling electrodes[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(2): 138-147.
- [2] 刘颖英,冯丹丹,林才华,等. 电能质量综合评估研究现状及发展趋势[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(4):167-176.  
LIU Y Y, FENG D D, LIN C H, et al. Current-status and development trend of power quality comprehensive assessment[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(4): 167-176.
- [3] 谢荣斌,薛静,靳斌,等. 基于分布式地电压测量的开关柜放电溯源方法[J]. 高压电器, 2025, 61(1): 19-29.  
XIE R B, XUE J, JIN B, et al. Location method for partial discharge in switchgear cabinet based on distributed transient earth voltage measurement[J]. High Voltage Apparatus, 2025, 61(1): 19-29.
- [4] 姜磊,王磊,石照民,等. 基于量子电压的非同步采样谐波电压测量方法研究[J]. 电测与仪表, 2025, 62(1):27-34.  
JIANG L, WANG L, SHI ZH M, et al. Research on measurement method of nonsynchronous sampling harmonic voltage based on quantum voltage[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2025, 62(1): 27-34.
- [5] 魏冉,张文斌,索春光,等. 非侵入式电压传感技术研究进展[J/OL]. 电网技术,1-13[2025-03-07].  
WEI R, ZHANG W B, SUO CH G, et al. Research progress on non-invasive voltage sensing methods[J/OL]. Power System Technology, 1-13[2025-03-07].
- [6] 李昊,符玲,李红艳,等. 配网线径自适应的非接触电压测量研究[J]. 仪器仪表学报,2024,45(11):79-88.  
LI H, FU L, LI H Y, et al. Research on adaptive non-contact voltage measurement of wire diameter in distribution network [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 79-88.
- [7] 杜肖,和学豪,杨家全,等. 输电线宽频电压传感与电压测量边缘节点设计[J]. 电工电能新技术, 2024, 43(11):102-112.  
DU X, HE X H, YANG J Q, et al. Design of transmission line broadband voltage sensing and voltage measurement edge node [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2024, 43(11): 102-112.



- [ 8 ] 胡方言,丁登伟,孙强,等. 采用GIS局部放电UHF传感器的宽频带电压测量方法[J/OL]. 高电压技术, 1-11[2025-03-07].  
HU F Y, DING D W, SUN Q, et al. Wide-band voltage measurement method by using GIS partial discharge uhf sensor[J/OL]. High Voltage Engineering, 1-11[2025-03-07].
- [ 9 ] 许守东,张文斌,吴远密,等. 非侵入式电压测量双平板电容传感器设计[J]. 传感器与微系统, 2024, 43(9):119-122.  
XU SH D, ZHANG W B, WU Y M, et al. Design of double plate capacitive sensor for noninvasive voltage measurement[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2024, 43(9): 119-122.
- [10] 杨鸣,朱豪帅,邹滨阳,等. 基于电压互感器的宽频电压测量方法研究综述[J/OL]. 电工技术学报, 1-21[2025-03-07].  
YANG M, ZHU H SH, ZOU B Y, et al. Review of research on wideband voltage measurement methods based on voltage transformer[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-21[2025-03-07].
- [11] 龚辰,洪典,李建闽,等. 基于有效值滑窗差分算子和采样序列重构的电压暂降测量方法[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(7):182-190.  
GONG CH, HONG D, LI J M, et al. Voltage sag measurement method based on RMS sliding window difference operator and sampling sequence reconstruction[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(7): 182-190.
- [12] 白月,康建龙,刘新宇,等. 基于电场耦合原理的SiC MOSFET开关电压感知探头[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7):77-87.  
BAI Y, KANG J L, LIU X Y, et al. SiC MOSFET switching voltage sensing probe based on electric field coupling principle[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 77-87.
- [13] 马克琪,周刚,史建勋,等. 基于同相测量一致性的电压互感器误差状态在线评估方法[J]. 电子测量技术, 2023, 46(23):56-62.  
MA K Q, ZHOU G, SHI J X, et al. On-line error evaluation method of instrument voltage transformers based on MCSP[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(23): 56-62.
- [14] 陈砚圃,杨蕾,张介秋. 基于组合余弦窗加权的高精度电力谐波分析[J]. 高压电器, 2021, 57(8):127-135.  
CHEN Y P, YANG L, ZHANG J Q. Analysis on high precision power harmonic based on combinatorial cosine window weighting method[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(8): 127-135.
- [15] 杨斌,董永贵. 电容耦合非接触电极及心电信号获取[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5): 1072-1078.  
YANG B, DONG Y G. Capacitively coupled non-contact electrodes and ECG signal acquisition[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(5): 1072-1078.
- [16] 朱全聪,翟少磊,徐灿,等. 电容式CVT电压补偿电路研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(12): 107-110.  
ZHU Q C, ZHAI SH L, XU C, et al. Research on capacitive CVT voltage compensation circuit[J]. Power Electronics, 2020, 54(12): 107-110.
- [17] 鲁文帅,尤睿,周扬,等. 基于单片TMR磁传感器的非侵入电流监测微系统[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(6):1-9.  
LU W SH, YOU R, ZHOU Y, et al. Non-invasive current monitoring microsystem based on a single TMR sensor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(6): 1-9.
- [18] 周文,梁纪峰,焦亚东,等. 电容式电压互感器电压暂降测量误差分析及校正[J]. 中国电力, 2022, 55(7):49-58.  
ZHOU W, LIANG J F, JIAO Y D, et al. Error analysis and correction of voltage sag measurement for capacitor voltage transformer[J]. Electric Power, 2022, 55(7): 49-58.
- [19] 周存和. 关于电容式电压互感器测量谐波电压的问题[J]. 电力电容器, 2006(2):43-45.  
ZHOU C H. Some problem about the harmonic voltage measurement by capacitor voltage transformer[J]. Power Capacitor, 2006(2): 43-45.
- [20] 谢潇磊,刘亚东,孙鹏,等. 基于电容分压法的配网线路智能电压传感器[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(5): 1000-1009.  
XIE X L, LIU Y D, SUN P, et al. Smart voltage sensor of distribution lines based on the capacitive voltage divider[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(5): 1000-1009.
- [21] 郭成,朱明星,段锐敏,等. CVT谐波测量修正方法研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(2):57-63.  
GUO CH, ZHU M X, DUAN R M, et al. Research on harmonic measurement and correction method of CVT[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(2): 57-63.
- [22] 代双寅,刘书铭,赵麒哲,等. 基于CVT电容电流的谐波电压测量方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20):141-147.  
DAI SH Y, LIU SH M, ZHAO Q ZH, et al. A harmonic

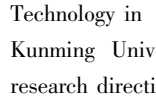
voltage measurement method based on CVT capacitor current[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 141-147.

- [23] 汪金刚,包诗媛,魏钢,等. 一种新型开合式 D-dot 电压传感器的研究[J]. 电机与控制学报,2018,22(4): 1-7.  
WANG J G, BAO SH Y, WEI G, et al. Study of a D-dot voltage sensor with open structure[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(4): 1-7.
- [24] 汪金刚,颜晓军,李想,等. 基于一种 Gauss 型积分算法的输电线路电压测量方法与试验[J]. 电工技术学报,2021,36(19):3978-3986.  
WANG J G, YANG X J, LI X, et al. Method and experimental study of transmission line voltage measurement based on a Gauss-type integral algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(19): 3978-3986.
- [25] LAWRENCE D, DONNAL J S, LEEB S, et al. Non-contact measurement of line voltage[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(24): 8990-8997.
- [26] 江陶然,刘希喆. 基于拓扑变换的非接触式电压传感器[J]. 电工技术学报,2019,34(1): 153-159.  
JIANG T R, LIU X ZH. Non-contact voltage sensor based on topology transformation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 153-159.
- [27] BOBOWSKI J S, FERDOUS M S, JOHNSON T. Calibrated single-contact voltage sensor for high-voltage monitoring applications[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 64(4): 923-934.
- [28] 黄汝金,索春光,张文斌,等. 基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法[J]. 仪器仪表学报,2023, 44(3):137-145.  
HUANG R J, SUO CH G, ZHANG W B, et al. A self-calibration method of non-contact voltage measurement based on impedance transformation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(3): 137-145.
- [29] 吴哲琼,范锦彪,王雪姣. 电容式电子测压器的边缘效应分析[J]. 中国测试,2018,44(5):142-146.  
WU ZH Q, FAN J B, WANG X J. Edge effect analysis of capacitive electronic pressure measuring device [J]. China Measurement & Test, 2018, 44(5): 142-146.

## 作者简介

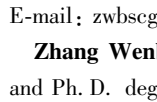


**陈小涛**,2019 年于昆明理工大学获得学士学位,现为昆明理工大学硕士研究生,主要研究方向为非接触电压测量。  
E-mail:18288685044@163.com



**Chen Xiaotao** received his B. Sc. degree from Kunming University of Science and Technology in 2019 and is currently a master's student at Kunming University of Science and Technology. His main research direction is non-contact voltage measurement.

**张文斌**(通信作者),分别在 2004 年和 2009 年于哈尔滨工业大学获得硕士学位和博士学位,现为昆明理工大学教授,硕士生导师,主要研究方向为非接触电压电流测量,电磁测量及电磁场传感器、智能传感器及信息处理等。



E-mail: zwbscg@kust.edu.cn

**Zhang Wenbin** (Corresponding author) received his M. Sc. and Ph. D. degrees both from Harbin University of Technology in 2004 and 2009, respectively. He is currently an associate professor and a master advisor at Kunming University of Technology. His main research interests include non-contact voltage and current measurement, electromagnetic measurement and electromagnetic field sensor, intelligent sensor and information processing etc.



**索春光**,2009 年于哈尔滨工业大学获得博士学位,现为昆明理工大学副教授。研究方向为 MEMS 微能源、智能微电网。  
E-mail: suochunguang@126.com

**Suo Chunguang** received her Ph. D. degree from Harbin Institute of Technology in 2009 and is currently an associate professor at Kunming University of Science and Technology. Her research interests include MEMS micro energy and smart microgrids.



**谭向宇**,2011 年于西安交通大学获得博士学位,现为云南电网有限责任公司电力科学研究院教授级高级工程师,研究方向为高电压与绝缘技术。  
E-mail: 2040464@163.com

**Tan Xiangyu** received his Ph. D. degree from Xi'an Jiaotong University in 2011 and is a professor level senior engineer at the Electric Power Science Research Institute of Yunnan Power Grid Co., Ltd. His research interest is high voltage and insulation technology.