

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210805

# 基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法\*

黄汝金<sup>1</sup>, 索春光<sup>1</sup>, 张文斌<sup>2</sup>, 朱俊宇<sup>1</sup>, 邹湘祁<sup>2</sup>

(1. 昆明理工大学理学院 昆明 650504; 2. 昆明理工大学机电工程学院 昆明 650504)

**摘要:** 电容耦合式非接触电压测量在实际测量中, 探头-导线之间的耦合电容受导线线径、绝缘材质、相对位置偏差的影响, 造成分压关系难以确定从而无法准确重构电压。本文提出一种基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法, 以实现在实际测量中传感器增益的自标定。首先介绍电容耦合电压测量的基本原理, 从中凝练存在的问题并提出基于阻抗变换的自校准方法, 随后通过仿真对系统参数进行校准精度影响分析并给出参数选取原则。在此基础上, 开发传感器探头及电路拓扑。最后进行传感器样机精度测试、抗干扰能力测试、场景适应性测试, 精度测试显示电压幅值最大相对误差为 0.59%, 相位相对误差为 0.76%, 抗干扰能力测试表明同轴探头对周围耦合电场具有良好的屏蔽作用。场景适应性测试显示在进行不同类型线路的测试中, 最大相对误差为 1.24%。

**关键词:** 阻抗变换; 非接触; 自校准; 电压测量; 电容耦合

**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

## A self-calibration method of non-contact voltage measurement based on impedance transformation

Huang Rujin<sup>1</sup>, Suo Chunguang<sup>1</sup>, Zhang Wenbin<sup>2</sup>, Zhu Junyu<sup>1</sup>, Zou Xiangqi<sup>2</sup>

(1. College of Science, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China)

**Abstract:** For the application of capacitance-coupled non-contact voltage measurement, the coupling capacitance between probe and wire is affected by wire diameter, wire insulation material and relative position deviation. It is difficult to determine the voltage division relation and the voltage cannot be reconstructed. In this article, a self-calibration method of non-contact voltage measurement based on impedance transformation is proposed to realize the self-calibration of sensor gain in practical measurement. Firstly, the basic principle of capacitive coupling voltage measurement is introduced, from which the problems exist and the self-calibration method based on impedance transformation is proposed. Then, the influence of calibration accuracy on system parameters is analyzed by simulation and the principle of parameter selection is given. On this basis, the sensor probe and the circuit topology are developed. Finally, the accuracy test, anti-interference ability test and scene adaptability test of the sensor prototype are carried out. The accuracy test shows that the maximum relative error of voltage amplitude is 0.59%, and the phase relative error is 0.76%. The anti-jamming ability test shows that the coaxial probe has good shielding effect on the surrounding coupling electric field. The scenario adaptability test shows that the maximum relative error is 1.24% when different types of circuits are tested.

**Keywords:** impedance transformation; non-contact; self-calibration; voltage measurement; capacitive coupling

## 0 引言

随着智能电网建设的快速推进, 传统的接触式电压

测量方法在安装、维护、安全性等方面的缺陷日益明显, 难以满足现阶段安全可靠、设备简单、方便检测等测量要求<sup>[1-3]</sup>。非接触电压测量的特点是无需与测量对象进行电气连接, 通过探头捕获交变电场并转换为传感器信号

输出,从而根据电容耦合关系进行重构即可获取被测对象电压幅值、相位、谐波含量等信息特征。该优良特性使得非接触式电压测量技术在不同领域成为近年来的研究热点,如微弱生物电位的获取<sup>[4-6]</sup>、电能计量<sup>[7]</sup>、继电保护<sup>[8]</sup>、过电压在线监测<sup>[9-11]</sup>、局部放电监测<sup>[12-13]</sup>。

目前,使用非接触电流测量技术检测电流信号的产品已经比较成熟,德州仪器(Texas Instruments, TI)、亚德诺半导体技术有限公司(Analog Devices Inc, ADI)等公司已有在售的磁传感芯片,可直接使用该芯片实现电流的非接触测量<sup>[14-15]</sup>。但是电压的非接触测量研究还处于发展阶段,主要受到测量精度的限制,目前在售的商业非接触电压传感器设备“Fluke T6-1000 电气测试仪”在 $18^{\circ}\text{C}\sim 28^{\circ}\text{C}$ 的工作环境下测量精度仅为 $3\%$ <sup>[16]</sup>。其精度受限的原因为非接触电压传感器的增益易受测量对象、场景的影响,该增益取决于探头与导体的相对位置、导体线径大小以及导体绝缘层厚度及材质。如果无法获得实际测量面临的不同规格线路以及不同相对位置时探头-导线的耦合电容值,则无法确定传感器增益。

为了解决上述电压传感器增益难以确定而无法重构线路电压的问题,做了以下相关研究。谢潇磊等<sup>[17]</sup>将固定分压电容焊在进程管理块(process control block, PCB)上作为一次侧电容,并通过有限元仿真求解 PCB 对地电容以确定传感器增益,但该方法需要将高压线路与分压电容上极板直接相连。陈叶倩等<sup>[18]</sup>、Wang 等<sup>[19]</sup>通过标定以获取传感器的增益,但该方法需要根据已知的线路类型进行标定,并且需要保持标定过程与实际测量过程中探头与导线的相对位置一致,若不对探头结构进行特殊的设计难以达成这一目的,因此目前这种方法多用于经过特殊设计的气体绝缘开关设备(geographic information system, GIS)罐体以实现快速瞬态过电压(very fast transient overvoltage, VFTO)的测量。Yang 等<sup>[20]</sup>、Lawrence 等<sup>[21]</sup>针对一类线路通过计算得到导线-探头耦合电容以确定增益,但其使用理想的平行板电容计算公式,忽略了边缘电容的影响及不同场景下温湿度的差异造成空间介电常数发生变化,这不可避免地带来测量误差。Haberman 等<sup>[22]</sup>、Shenil 等<sup>[23]</sup>通过注入参考信号以消除探头与导线间未知电容的影响,大大提高测量的准确性,但此方法由于没有屏蔽层的存在,无论是在架空输电线路还是在复杂低压配网线路中的电压测量时,都易受到周围耦合电场的干扰。江陶然等<sup>[24]</sup>通过对差分式非接触电压传感器的电路拓扑进行设计,通过开关控制两个已知电容器是否投入电路以及投入电路的数量,列出包括待测电压与两路差分探头与待测线路间电容的方程组,进而通过求解方程组获取待测电压值。然而,这种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。另外,由于需要3组电压输出才能进行未知电压的重构,若

传感器输出电压值存在误差,当代入复杂方程组进行计算时,不可避免地会导致重构电压值的误差扩大。

针对实际测量中非接触电压传感器增益不确定问题,本文提出一种基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法,以实现实际测量下传感器增益的自标定。本文首先介绍电容耦合电压测量的基本原理,从测量原理中分析出非接触电压测量存在探头-导线耦合电容不确定导致传感器增益不确定的问题,针对该问题提出基于阻抗变换的自校准方法。随后通过仿真对系统参数进行校准精度影响分析并给出参数选取原则,以此为设计指标完成传感器样机的开发。最后通过搭建的实验平台完成传感器样机的精度测试、抗干扰能力测试及场景适用性测试,以验证所提方法的可行性。

## 1 传感器原理与设计

### 1.1 电容耦合电压测量基本原理

如图1所示,电容耦合电压传感器包括金属感应电极和接地电极。感应电极与待测导线形成耦合电容 $C_1$ ,感应电极通过采样电阻 $R_m$ 和耦合电容 $C_2$ 连接到接地电极,接地电极与真实大地相连<sup>[20]</sup>。根据图1抽象的等效电路如图2(a)所示。

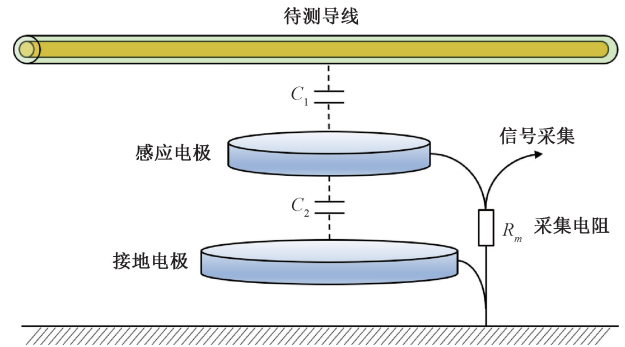


图1 电容耦合电压测量基本原理

Fig. 1 Basic schematic diagram of capacitive coupling voltage measurement

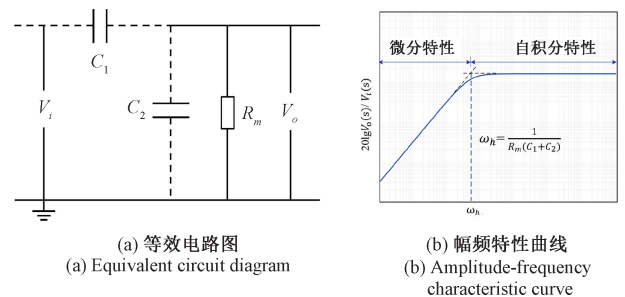


图2 电容耦合电压测量原理分析

Fig. 2 Principle analysis diagram for capacitively coupled voltage measurement

图2(a)中,  $V_i$  为待测线路电压,  $V_o$  为输出电压, 根据该等效电路图得到的传递函数如式(1)所示。

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sR_m C_1}{1 + sR_m(C_1 + C_2)} \quad (1)$$

当传感器工作在自积分特性区间, 即  $\omega \gg \omega_h$ , 此时  $sR_m(C_1 + C_2) \gg 1$ , 式(1)中传递函数可表示为:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (2)$$

若耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$  及传感器输出电压信号  $V_o$  已知, 即可利用式(2)重构待测线路电压  $V_i$ 。分压电容  $C_2$  为结构电容, 可通过数字电桥获取, 传感器输出电压  $V_o$  通过数据采集仪获取。而耦合电容  $C_1$  会受到被测导线线径、被测导线绝缘层材质、探头与导线的相对位置的影响, 在实际测量中难以确定  $C_1$  值。

利用有限元仿真软件 COMSOL 计算不同类型导线以及不同放置距离时导线-探头的电容值, 选取国标 JB/T 8734.2—2012<sup>[25]</sup> 中的5种聚氯乙烯绝缘电线电缆, 参数如图3中图例所示, 感应电极截面积  $S_p$  为  $706 \text{ mm}^2$ , 探头-导线的距离从  $0.3 \text{ mm}$  增加至  $5 \text{ mm}$ , 步长为  $0.1 \text{ mm}$ , 得到的仿真结果如图3所示。

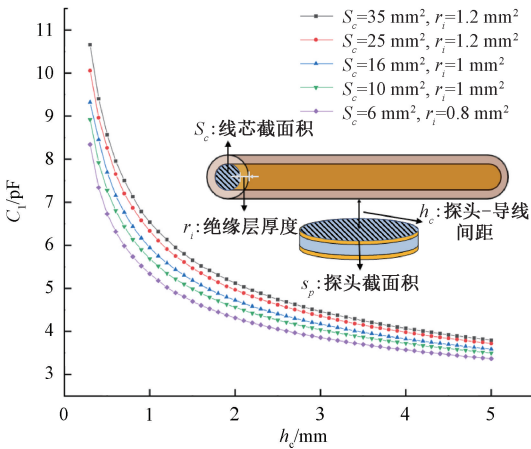


图3 不同情况下探头-导线的电容仿真值

Fig. 3 Capacitance simulation value of probe-wire under different conditions

由仿真结果可知, 同一间距下6和35  $\text{mm}^2$  的线路-探头电容值相差24.2%, 而6  $\text{mm}^2$  的线路在  $h_c$  分别为0.3和1  $\text{mm}$  时线路-探头电容值相差38.4%。耦合电容  $C_1$  对待测导线线径、导线-探头相对位置的响应极为敏感。在实际测量中, 由于待测线路径、绝缘层材质未知等因素的影响, 该电容参数难以确定。

### 1.2 阻抗变换校准基本原理

本文为了解决耦合电容  $C_1$  不确定导致不能准确重构待测电压的问题, 提出一种基于阻抗变换的自校准方

法, 其原理图如图4所示。该原理图在图2(a)的基础上, 在结构电容  $C_2$  两端, 并入集总电容  $C_n$ 、 $C_m$  及单刀双掷开关  $S_1$ ,  $C_n$ 、 $C_m$  之间为串联关系。  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  分别为开关拨向b和拨向c时, 采样电阻  $R_m$  两端的电压。

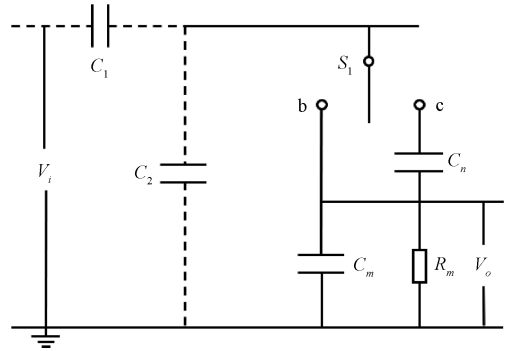


图4 阻抗变换校准

Fig. 4 Schematic diagram of impedance transformation calibration

当开关拨向b时, 电容  $C_n$  被断路, 传递函数如式(3)所示。

$$\frac{V_{o1}(s)}{V_i(s)} = \frac{sR_m C_1}{1 + sR_m(C_1 + C_2 + C_m)} \quad (3)$$

当传感器处于自积分模式时, 即  $\omega > \omega_{h1} = \frac{1}{R_m(C_1 + C_2 + C_m)}$  时, 上述传递函数可简化为:

$$\frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_m} \quad (4)$$

当开关拨向c时,  $C_n$  投入使用, 传递函数如式(5)所示。

$$\frac{V_{o2}(s)}{V_i(s)} = \frac{skR_m C_1}{1 + sR_m(C_1 + C_2 + kC_m)} \quad (5)$$

其中,  $k = \frac{C_n}{C_n + C_m}$ 。

当传感器处于自积分模式时, 即  $\omega > \omega_{h2} = \frac{1}{R_m(C_1 + C_2 + kC_m)}$  时, 上述传递函数可简化为:

$$\frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{kC_1}{C_1 + C_2 + kC_m} \quad (6)$$

联立式(5)和(7), 消去  $C_1$ , 可得:

$$V_i = \frac{C_m V_{o1} V_{o2} (1 - k)}{kC_m (V_{o1} - V_{o2}) + C_2 (kV_{o1} - V_{o2})} \quad (7)$$

$$K = \frac{V_i}{V_{o1}} = \frac{C_m V_{o2} (1 - k)}{kC_m (V_{o1} - V_{o2}) + C_2 (kV_{o1} - V_{o2})} \quad (8)$$

通过开关控制电容  $C_n$  是否接入电路, 得到两组不同的变关系及输出电压。通过式(7)可以从输出电压值

和已知电容值计算出待测线路的电压值。进一步的,利用式(8)可以确定当开关 $S_1$ 拨向b时的分压关系。当校准完成时控制开关 $S_1$ 拨向b,若不再改变传感器与待测线路相对位置,通过传感器输出的实时波形 $V_{o1}$ 以及比例系数 $K$ 可重构待测线路波形。

## 2 传感器电路拓扑及探头设计

### 2.1 校准精度影响分析

电容参数的选择是减小校准误差的关键,当实际测量中传感器输出电压存在误差,使用式(7)进行校准会导致误差的扩大。为了减小校准误差,使用SPICE仿真分析 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_n$ 、 $C_m$ 对校准精度的影响。假设图4中的变换模型为纯电容网络,仿真的初始参数如表1所示。

表1 电路仿真初始参数

Table 1 Initial parameters of circuit simulation

参数	值	参数	值
$C_1/\text{pF}$	10	$C_2/\text{pF}$	50
$C_n/\text{pF}$	50	$C_m/\text{nF}$	3

在仿真中,依次改变 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_n$ 、 $C_m$ 的值,变化范围如图5中横坐标所示,除变量外其他参数均保持如初始参数不变。将开关左右拨后采集到的 $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$ 分别变为 $V'_{o1} = (1 - 0.002)V_{o1}$ 、 $V'_{o2} = (1 - 0.002)V_{o2}$ ,以模拟传感器的输出存在0.2%误差。将带有误差的输出电压代入式(7)中得到校准电压,并计算出校准电压与实际电压的相对误差 $\varepsilon$ ,各电容参数与相对误差的曲线如图5所示, $\varepsilon$ 的计算公式如式(9)所示。

$$\varepsilon = \frac{V_r - V_i}{V_i} \times 100\% \quad (9)$$

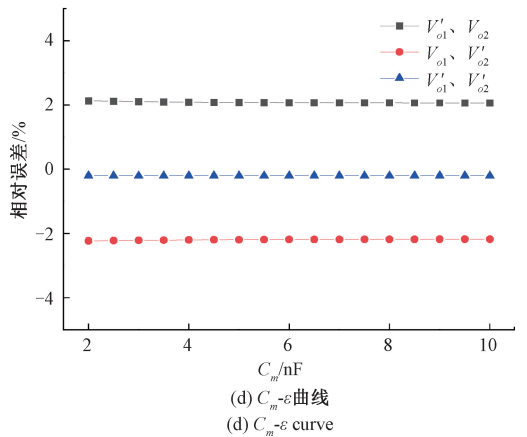
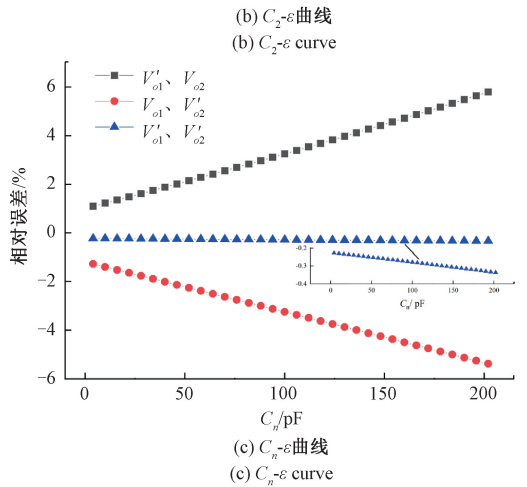
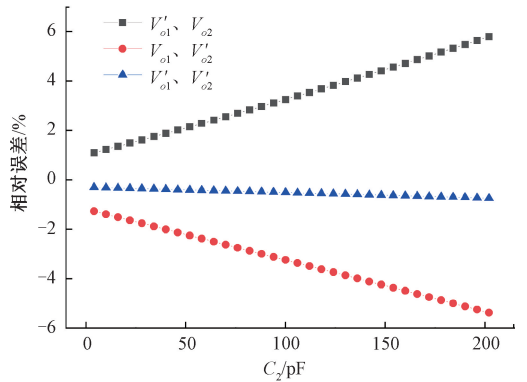
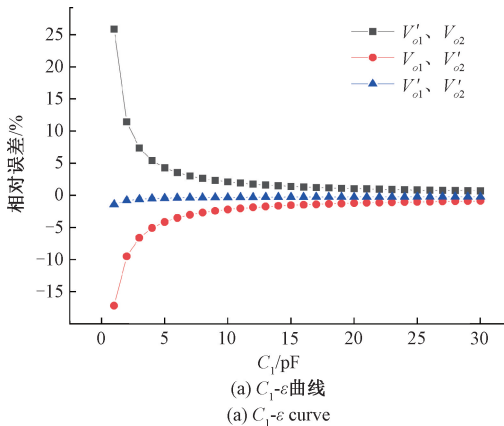


图5 系统电容参数与校准误差的关系

Fig. 5 Relationship between system capacitance parameters and calibration error

由图5可以看出, $C_1$ 与校准精度呈正相关, $C_2$ 、 $C_n$ 与校准精度呈负相关,因此可以通过增大 $C_1$ ,减小 $C_2$ 、 $C_n$ 以提高校准精度。而 $C_m$ 对精度影响可忽略不计,其只需满足一定的分压比使传感器输出信号可使用3.3V的单片机直接采集即可。后续的探头及电路设计中,各电容的取值区间如图6所示,其中 $C_1 > 5 \text{ pF}$ ,  $C_2$ 、 $C_n < 10 \text{ pF}$ ,  $C_m$ 为 $1 \sim 10 \text{ nF}$ 。



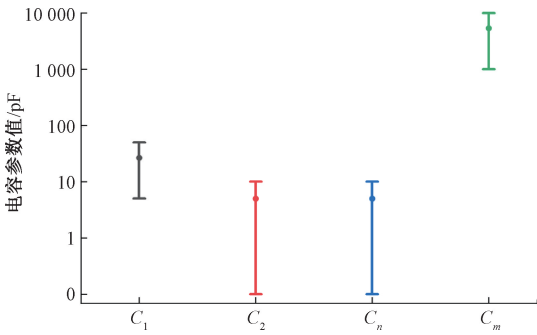


图6 各电容取值区间图

Fig. 6 Value range of each capacitor

### 2.2 传感器探头设计

为了达到增大  $C_1$ , 减小电容  $C_2$  的目的, 本文设计的同轴感应探头的如图7所示。其由感应电极、绝缘介质、接地屏蔽电极、开合铰链和开合扣组成。同轴的感应电极为了增大电容  $C_1$ , 绝缘介质层使用镂空设计, 以空气作为介质以减小结构电容  $C_2$ , 接地屏蔽电极用于屏蔽外部干扰电场, 开合铰链和开合扣便于将待测导线放置于轴探头内。

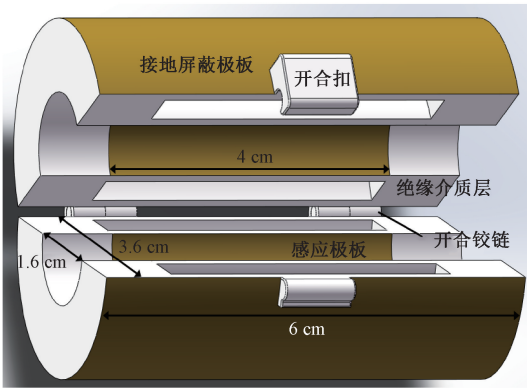


图7 同轴感应探头

Fig. 7 Schematic diagram of coaxial induction probe

### 2.3 电路拓扑参数设计

实现上述校准的前提是阻抗变换前后传感器均工作于自积分模式, 此时输出电压与频率无关。本文目的为测量 50 Hz 工频线路电压, 即在测量 50 Hz 时传感器处于自积分模式, 这要求  $\omega_{h1}, \omega_{h2} < 2\pi \times 50$ , 由于  $k < 1$ , 因此  $\omega_{h1} < \omega_{h2}$ , 若  $\omega_{h2} < 2\pi \times 50$ , 即可满足要求。  $R_m(C_1 + C_2 + kC_m)$  的值至少需要满足式(10), 才能使传感器在工频下工作于自积分模式。

$$R_m(C_1 + C_2 + kC_m) > 3.18 \times 10^{-3} \quad (10)$$

本文所设计的电路拓扑如图8所示, 在实际测量中, 为了避免在测量过程中示波器内阻的介入导致变换回路失效, 在变换回路后接入电压跟随器, 其中运算放大器型号为 LMC6061HX1, 其带宽为 75 kHz, 输入偏置电流为 0.1 pA, 供电范围为  $\pm 5 \sim \pm 10$  V。选用继电器开关 TQ2 作

为开关  $S_1$ , 该开关在断开时阻值  $> 1$  G $\Omega$ , 闭合时  $< 75$  m $\Omega$ , 同时可利用单片机配合二极管、三极管控制其开断。

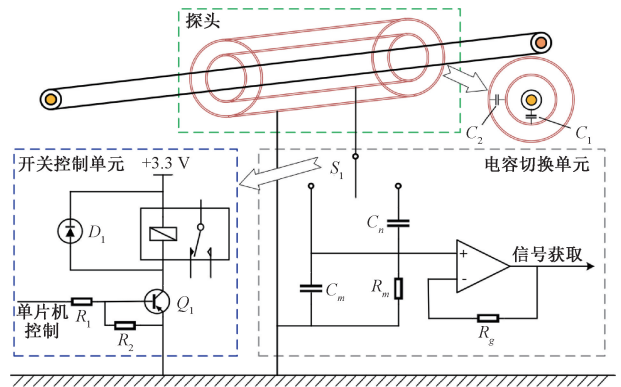


图8 电路拓扑

Fig. 8 Circuit topology diagram

为了满足式(10), 并且输出信号  $V_{o1}, V_{o2}$  可使用单片机直接采集, 制作的电路电容及筛选的电路元件参数如表2所示。同时为了确保结构电容  $C_2$ , 集总参数元件  $C_n, C_m$  的准确性, 所有电容均使用测量精度为 0.05% 的 TH2840B 精密 LCR 仪获得。

表2 测量系统电容及电阻参数值

Table 2 Measuring system capacitance and resistance parameter values

参数	值	参数	值
$C_2/\text{pF}$	7.52	$C_n/\text{pF}$	5.18
$C_m/\text{nF}$	3.42	$R_m/\text{M}\Omega$	15.00

## 3 实验测试及结果分析

### 3.1 实验平台的搭建

为了验证基于阻抗变换的自校准方法的可行性, 在实验室条件下搭建实验平台, 现场测量如图9所示。测量的交流电压来自 DELTA AC POWER SUPPLY 3 000 W, 其可提供 30 Hz ~ 1 kHz, 0 ~ 300 V 有效交流电压输出; 采用 16 位分辨率 PicoScope5000D PC 示波器采集后端电路输出, 采样速率为 62.5 MS/s; 采集的信号通过通用串行总线 (universal serial bus, USB) 连接至移动个人计算机 (personal computer, PC) 通过软件 PicoScope6 显示, 移动 PC 通过三插插头供电和接地; 交流输出电压的幅值通过 Agilent 34401A 6 位半台式数字万用表校准, 相位通过 Tektronix P5202A 差分探头进行校准。

实验过程中, 将待测线路穿下同轴感应探头, 探头的感应电极与后端电路相连, 信号处理电路连接至示波器显示实时波形, 信号处理电路使用直流电源供电。同轴探头外层屏蔽极板连接至示波器接地探头。数字万用表及 Tektronix P5202A 高压差分探头连接至电压源火线、零线两端。

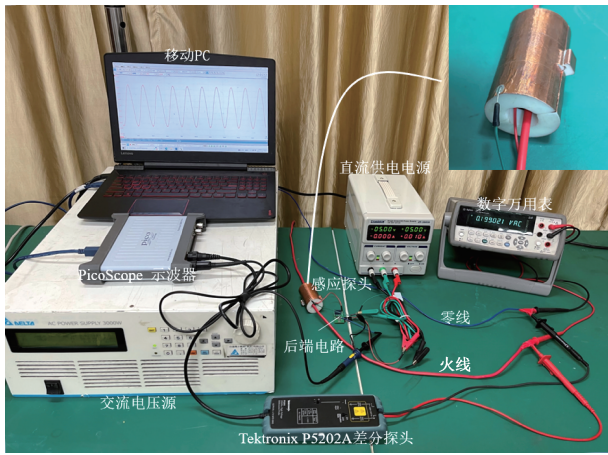


图9 实验现场

Fig. 9 Experimental site map

3.2 幅值精度测试

在搭建的实验平台上进行以下实验步骤。第一步测试中,使开关  $S_1$  拨向 b,记录从示波器观察到的信号处理电路的输出  $V_{o1}$ 。第二步测试中,使开关  $S_1$  拨向 c,记录从示波器观察到的信号处理电路的输出  $V_{o2}$  及从 Agilent 34401A 测得的实际输出电压  $V_i$ 。交流源输出范围从 100 V 增至 300 V,步长为 10 V,重复上述步骤并完成实验,所记录的结果及利用式(7)重构的电压  $V_r$  见表 3 所示。

表3 精度测试结果

Table 3 Accuracy test results

$V_i/V$	$V_{o1}/mV$	$V_{o2}/mV$	$V_r/V$
99.2	199.70	52.83	98.7
109.2	218.00	57.88	108.8
119.2	238.10	63.19	118.7
129.2	257.90	68.47	128.7
139.2	277.20	73.72	139.0
149.1	296.80	78.95	148.9
159.1	316.00	84.12	158.9
169.1	335.50	89.45	169.5
179.1	355.60	94.62	178.6
189.0	375.00	99.86	188.8
199.0	394.30	105.00	198.5
209.0	413.80	110.30	208.9
219.0	433.80	115.40	217.7
229.0	452.90	120.70	228.5
239.0	472.30	125.90	238.5
248.9	491.50	131.00	248.2
258.9	510.90	136.40	259.1
268.9	530.00	141.50	268.8
278.9	549.20	146.80	279.5
288.9	568.20	151.90	289.3
298.9	590.13	157.70	300.1

图 10 给出了重构电压与实际输出电压的拟合曲线和相对误差特性  $\varepsilon$ ,其计算公式如式(9)所示。

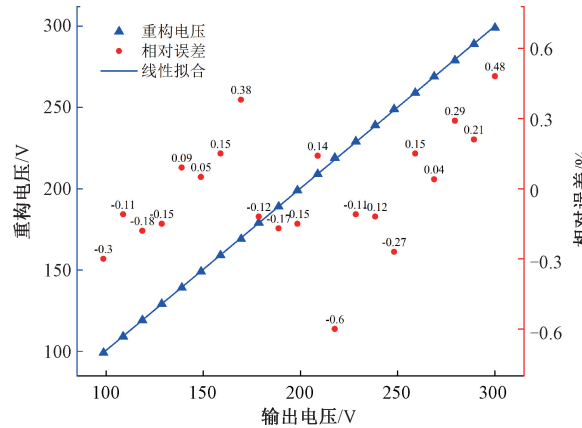


图10 实际输出电压与重构电压的误差特性

Fig. 10 Error characteristics of actual output voltage and reconstructed voltage

由图 10 可见,在 100~300 V 电压的测试中,使用式(7)进行校准的电压与实际电压幅值最大误差为-0.6%,线性拟合优度接近 1。

图 11 为当电压源输出电压为 200 V 时,传感器在开关变换前后的电压输出波形  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  以及利用式(8)重构的电压波形  $V_r$ 。

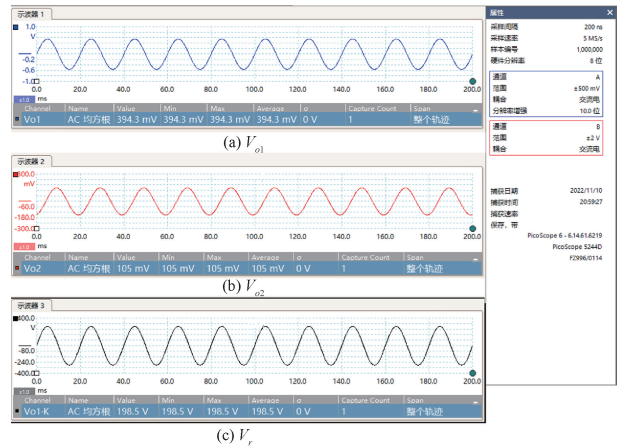


图 11 输出电压为 200 V 时传感器输出波形  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  及重构电压  $V_r$  波形

Fig. 11 Sensor output waveforms  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  and reconstructed voltage  $V_r$  at an output voltage of 200 V

3.3 相位精度测试

实验将重构电压与 Tektronix P5202A 差分探头的测量结果进行对比,重构信号及对比信号如图 12 所示。其中红色波形为 Tektronix P5202A 差分探头的实时波形,黑色波形为利用式(10)进行重构的波形。结果显示相位的相对误差为  $\Delta t/T \cdot 100\% = 0.76\%$ 。

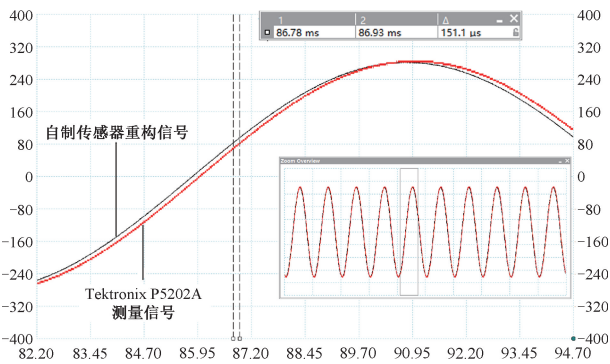


图 12 重构电压与 Tektronix P5202A 输出电压相位对比  
Fig. 12 Phase comparison diagram of reconstructed voltage and Tektronix P5202A output voltage

### 3.4 抗干扰能力测试

为了验证同轴探头的抗干扰能力,进行以下实验测试,在图 9 实验平台上,于待测导线左侧 10 cm 处平行放置 1 根与待测线路规格相同的干扰源导线,该干扰导线由可编程交流源 ITECH IT7624 提供输出。分别将待测线路与干扰导线的输出电压设置为 100、200 和 300 V (实际输出为  $V_i$ )。得到有干扰导线与无干扰导线的重构电压如表 4 所示。重构电压的计算如式(7)所示,相对误差的计算如式(9)所示。

表 4 抗干扰能力测试结果

Table 4 Anti interference test results

类型	$V_i/V$	$V_{o1}/mV$	$V_{o2}/mV$	$V_r/V$	$\varepsilon/\%$
无干扰导线	99.3	169.3	47.47	99.8	0.46
	199.1	376.9	101.80	198.0	-0.54
	289.9	560.0	152.20	299.7	0.28
有干扰导线	99.3	170.0	47.66	100.1	0.80
	199.1	378.2	102.10	198.4	-0.34
	289.9	562.6	152.90	301.1	0.73

由表 4 可知,有干扰导线相比无干扰导线传感器输出电压值及重构电压值会略微增大,但增大的幅度较小,误差增幅分别为 0.34%, -0.2%, 0.45%。表明同轴探头具有良好的抗干扰能力,为复杂环境中的非接触电压测量提供保障。

### 3.5 场景适应性测试

为了验证所提自校准方法可用于不同目标线路进行测量,选用国标 JB/T 8734.2—2012<sup>[25]</sup> 中的 5 种聚氯乙烯绝缘电线电缆进行试验,其截面积分别为 6、10、16、25 和 36 mm<sup>2</sup>。将交流源输出电压设置为 100、200 和 300 V (实际输出为  $V_i$ ),依次更换上述类型导线进行试验,所

有导线均随机放入传感探头内,未进行特殊固定。得到的重构电压及相对误差值如图 13 所示,重构电压的计算如式(7)所示,相对误差的计算如式(9)所示。

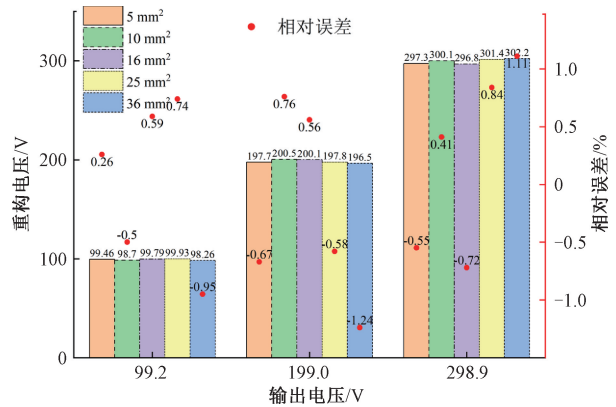


图 13 不同类型线路实验对比

Fig. 13 Comparison diagram of experiments on different types of circuits

由图 13 可知,6、10、16、25 和 36 mm<sup>2</sup> 截面积线路的实际输出电压与重构电压的最大误差分别为 -0.67%、0.76%、-0.72%、0.84%、-1.24%,仍能保持较高精度的电压重构,但存在随测量线径的增大而重构电压误差增大的趋势。造成这一现象的原因是由于拓扑电路未做屏蔽处理,更大线径的测量线路将造成拓扑电路存在更严重的耦合电场干扰。

## 4 结 论

针对传统的电容耦合式非接触电压测量在实际测量中分压关系难以确定,提出基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法,以实现实际测量中传感器增益的自标定。

对所提方法进行理论研究和传递函数分析,通过仿真对系统参数进行校准精度影响分析并给出参数设计原则。以此为设计指标开发开合式同轴屏蔽探头和阻抗变换电路拓扑。

使用自制的传感器样机在 100~300 V 的工频电压下进行校准精度测试,结果显示幅值最大误差为 0.59%,相位误差为 0.76%。随后进行抗干扰能力测试,实验数据表明同轴探头对周围耦合电场具有良好的屏蔽能力。最后进行不同类型导线、不同放置位置的场景适应性测试,校准结果显示最大误差为 -1.24%。

由试验测试结果可知,基于阻抗变换的非接触电压测量自校准方法可实现不同测量场景下传感器增益的自标定。利用所开发的同轴屏蔽探头使得测量可在强电磁干扰情况下进行。但仍需进行进一步的研究:由于电路

也会受到周围耦合电场的干扰造成校准误差的增加,后续工作中将会把电路集成至同轴屏蔽探头中;目前仅进行了低压配网线路电压等级的研究测试,后续将开展更高电压等级的研究。

## 参考文献

- [ 1 ] 李振华, 赵爽, 胡蔚中, 等. 高电压测量技术研究综述[J]. 高电压技术, 2018, 44(12): 3910-3919.  
LI ZH H, ZHAO SH, HU W ZH, et al. A review of high voltage measurement technology research [ J ]. High Voltage Technology, 2018, 44(12): 3910-3919.
- [ 2 ] 穆舟, 江波, 赵伟, 等. 电力系统暂态过电压测量技术综述[J]. 电测与仪表, 2022, 59(5): 1-13.  
MU ZH, JIANG B, ZHAO W, et al. A review of transient overvoltage measurement techniques for power systems [ J ]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2022, 59(5): 1-13.
- [ 3 ] 杨庆, 董富宁, 罗曼丹, 等. 宽频电压感知方法及其数据应用[J]. 高电压技术, 2021, 47(6): 1969-1983.  
YANG Q, DONG F N, LUO M D, et al. Broadband voltage sensing methods and their data applications [ J ]. High Voltage Technology, 2021, 47(6): 1969-1983.
- [ 4 ] AUTHONY J P, SLAWOMIR J N. Design and development of non-contact bio-potential electrodes for pervasive health monitoring applications [ J ]. Biosensors, 2017, 7(1): 2.
- [ 5 ] 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.
- [ 6 ] 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.
- [ 7 ] SUNG Y C, XIAO F C, XIN Z, et al. Transfer-power measurement using a non-contact method for fair and accurate metering of wireless power transfer in electric vehicles [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1244-1271.
- [ 8 ] 司马文霞, 张煌竟, 杨鸣, 等. 某变电站 10 kV 系统实测雷电侵入波过电压幅值与波形特征统计分析 [ J ]. 高电压技术, 2021, 47(1): 214-222.  
SIMA W X, ZHANG H J, YANG M, et al. Statistical analysis of measured lightning intrusion overvoltage amplitude and waveform characteristics in a substation 10 kV system [ J ]. High Voltage Technology, 2021, 47(1): 214-222.
- [ 9 ] HAN R, YANG Q, SIMA WX, et al. Non-contact measurement of lightning and switching transient overvoltage based on capacitive coupling and pockels effects [ J ]. Electric Power Systems Research, 2016, 139: 93-100.
- [ 10 ] YAN X C, WANG J G, SHEN Z L, et al. A self-decoupling contactless overvoltage measurement method based on optimization of measuring point [ J ]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-11.
- [ 11 ] 汪金刚, 赵鹏程, 王谦, 等. 基于电场逆问题的双差分式 D-dot 过电压传感器研究 [ J ]. 中国电机工程学报, 2020, 40(16): 5363-5373.  
WANG J G, ZHAO P CH, WANG Q, et al. Research on dual-differential Ddot overvoltage sensor based on the inverse problem of electric field [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(16): 5363-5373.
- [ 12 ] WALCZAK K, SIKORSKI W. Non-contact high voltage measurement in the online partial discharge monitoring system [ J ]. Energies, 2021, 14(18): 5777.
- [ 13 ] ZHANG X H, PANG BO, LIU Y X. Review on detection and analysis of partial discharge along power cables [ J ]. Energies, 2021, 14: 7692.
- [ 14 ] 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-intrusive current monitoring microsystem based on monolithic TMR magnetic sensors [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(6): 1-9.
- [ 15 ] 周秀, 吴旭涛, 周童浩, 等. TMR 传感器阵列测量电流的新型拓扑研究 [ J ]. 高压电器, 2022, 58(6): 228-236.  
ZHOU X, WU X T, ZHOU T H, et al. A novel topology study of TMR sensor arrays for current measurement [ J ]. High Voltage Electronics, 2022, 58(6): 228-236.
- [ 16 ] WARWICK J. Fluke T6 electrical testers with fieldsense technology [ J ]. Electrical India, 2017, 57(10): 82-82.
- [ 17 ] 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, 17(5): 1000-1009.
- XIE X L, LIU Y D, SUN P, et al. Intelligent voltage sensors for distribution lines based on capacitive voltage division method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 17(5): 1000-1009.
- [18] 陈叶倩, 吴光敏, 张文斌, 等. 基于电场的快速暂态过电压测量[J]. 传感技术学报, 2017, 30(3): 385-390.
- CHEN Y Q, WU G M, ZHANG W B, et al. Fast transient overvoltage measurement based on electric field[J]. Journal of Sensing Technology, 2017, 30(3): 385-390.
- [19] WANG L Z, ZHANG W B, TAN X Y, et al. Research and experiments on an external miniaturized VFTO measurement system[J]. Sensors, 2020, 20(1): 244.
- [20] YANG P F, WEN X L, CHU Z Z, et al. Non-intrusive DC voltage measurement based on resonant electric field microsensors [J]. Journal of Micromechanics & Microengineering, 2021, 31(6): 1-12.
- [21] LAWRENCE D, DONNAN J S, LEEB S, et al. Non-contact measurement of line voltage[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(24): 8990-8997.
- [22] HABERMAN M A, SPINELLI E A. Noncontact voltage measurement system for power-line voltage waveforms[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2020, 69(6): 2790-2797.
- [23] SHENIL P S, GEORGE B. Nonintrusive AC voltage measurement unit utilizing the capacitive coupling to the power system ground [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1-8.
- [24] 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 topological transformation [J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2019, 34(1): 153-159.
- [25] 中华人民共和国工业和信息化部. 额定电压 450/750 V 及以下聚氯乙烯绝缘电缆电线和软线 第 2 部分: 固定布线用电缆电线: JB/T 8734.2—2012[S]. 机械行业标准, 2012.
- Ministry of Industry and Information Technology of the People's Republic of China. Polyvinyl chloride insulated cables and wires and flexible wires of rated voltage 450/750 V and below Part 2: Cables and wires for fixed wiring: JB/T 8734.2—2012 [S]. Machinery Industry Standard, 2012.

### 作者简介



**黄汝金**, 2021 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: 20212111077@stu.kust.edu.cn

**Huang Rujin** received his B.Sc. degree from Kunming University of Technology in 2021. He is currently a master student at Kunming University of Technology. His main research interest 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@126.com

**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.