

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413200

配网线径自适应的非接触电压测量研究*

李昊,符玲,李红艳,叶永杰,彭银柯
(西南交通大学电气工程学院 成都 611756)

摘要:由于10 kV配网架空线路截面种类众多,当非接触电压装置测量不同线径电压时,会引起线路-电极间耦合电容时变,造成分压比难以确定,无法准确反演线路电压。对此,本文在外铜极不接地的工况下,提出基于电容切换阵列的双探头耦合电容自校准方法,通过在双探头内、外铜极间投切电容消除线径变化对测量结果的影响。其次,推导各测量电压敏感度公式,量化测量误差对反演线路电压的影响,确定探头参数后实现配网线径自适应测量。最后,设计模拟电路并搭建实验平台,完成传感器参数校准以及不同线径自适应测试。实验结果表明:在10 kV配网架空线路截面积从70 mm²变化到150 mm²时,该传感器反演的线路电压与真实线路电压的最大相对误差为2.685%,满足电子式电压互感器标准,进而验证此方法的有效性。

关键词:耦合电容;电压测量;电容分压;非接触;参数敏感度

中图分类号:TM933.2 TH89 文献标识码:A 国家标准学科分类代码:460.40

Research on adaptive non-contact voltage measurement of wire diameter in distribution network

Li Hao, Fu Ling, Li Hongyan, Ye Yongjie, Peng Yinke

(College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: Due to the variety of cross-sectional areas in 10 kV distribution network lines, when the non-contact voltage device measures the voltage of different line diameters, the line-electrode coupling capacitance becomes time-varying. This variation complicates the determination of the voltage dividing ratio, making it difficult to accurately invert the line voltage. In this paper, under the condition that the outer copper electrode is not grounded, the self-calibration method of dual-probe coupling capacitance based on the capacitance-switching array is proposed. This method eliminates the influence of line-diameter variation on the measurement results by casting the capacitance between the inner and outer copper electrodes of the dual-probe. Additionally, the sensitivity formula of each measured voltage is derived to quantify the effect of measurement errors on the inverted line voltage, and the optimized probe parameters are used to realize the adaptive measurement of the distribution network line diameter. Finally, the simulation circuit is designed and the experimental platform is constructed to complete the calibration of the sensor parameters and perform the adaptive testing of different line diameters. The experimental results show that when the cross-sectional area of the 10 kV distribution line changes from 70 mm² to 150 mm², the maximum relative error between the line voltage inverted by the sensor and the real line voltage is 2.685%, which meets the standard of electronic voltage transformer. This in turn can validate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: coupling capacitance; voltage measurement; capacitive voltage divider; non-contact; parameter sensitivity

0 引言

配网架空线路是电力系统中的重要构成部分,高效、准确的电压测量方法是保证配网架空线路安全运行的关

键环节。现有的稀疏、局部的电压数据难以灵敏地感知配网运行状态,对电能计量、继电保护以及自动化设备控制产生影响。因此,广泛、全面获取配网各个节点电压数据,进而深度提升电网感知力是配网线路的迫切需求^[1]。目前,配网架空线路电压测量主要分为接触式电压测量

和非接触式电压测量两大类。传统的接触式电压互感器一次侧直接与电力输电线相连,随着配网线路电压等级升高,电压互感器绝缘结构复杂,其体积、成本也随之增加。非接触电压传感器因不与测量线路直接金属接触,传感器内部分压低使得其绝缘结构简单,可实现小型化、轻量化,便于配网线路的电压测量。同时,非接触电压传感器没有铁芯结构,不存在非线性范围内传感器的测量精度低,高频响应差、铁磁谐振等问题^[2]。

目前,在非接触电压测量中,基于电荷耦合器(charge-coupled device, CCD)解调的光纤光栅(fiber bragg gratings, FBG)电压传感器,采用 CCD 模块实时解调 FBG 波长的变化,实现正弦电压波形检测,但受温度影响较大^[3]。为减小温度影响, D-dot 电压传感器通过测量空间电位移矢量间接测量线路电压,当其工作于自积分状态时,可保证对暂稳态波形都具有良好的跟踪能力,符合智能电网的发展趋势^[4-5]。谢潇磊等^[6]基于电容分压法构建了输电线路测量模型,分析了耦合电容、架设高度、环境变化对测量结果的影响,提出电压传感器安装设计原则。为选择合适的感应电极形状,有学者对不同结构的感应电极进行建模仿真,相较于平板 D-dot 传感器(D-dot probe)而言,圆筒形电压传感器极间电场更大且极板上感应到的电荷更多,二次侧内外铜极间电压波形更加稳定,测量精度更高^[7]。由于配网线路截面种类较多,会引起线路-电极间耦合电容变化,主要有探头-导线之间的耦合电容受线径的影响。不同测量环境耦合电容实时改变,造成线路电压信号与响应电压信号传递函数表达式中耦合电容参数难以实时监测,进而无法准确由二次侧内、外铜极电压反演架空线路电压。目前针对线径多变这一问题,张泽林等^[8]利用多种特征提取方法提取非接触式电压测量得到的电压波形特征。Haberman 等^[9]通过增加屏蔽罩并注入参考信号求解线路与探头间耦合电容,在测量三角形波形信号时,最大瞬时误差低于 ± 1.5 V。测量 220 V 低压电力线电压时,瞬时误差低于 ± 3 V。张耀等^[10]基于谐波注入法将传感器探头改进为开关差分式结构,利用离散傅里叶变换(discrete fourier transform, DFT)算法实现基波、谐波信号的提取,最终实现耦合电容参数的动态校准。但此类方法需注入谐波,在不同频率下,耦合电容呈现不同数值,利用谐波的电容校准值与基波实际电容值存在差异,造成电压测量误差。对此,黄汝金等^[11]将传感器外铜极接地后,在线路-探头等效电路图中不考虑外铜极对地电容以及线路对外铜极电容,通过继电器开关实时变换内、外铜极间阻抗,增加反演电压方程,以减小线路电压测量误差为原则确定合适的探头电容参数,最终实现传感器增益的自标定,该传感器的电压幅值、相位精度较高,同时对周围电场具有良好的屏蔽效果。但随着配网线路电压等级增加,线路架

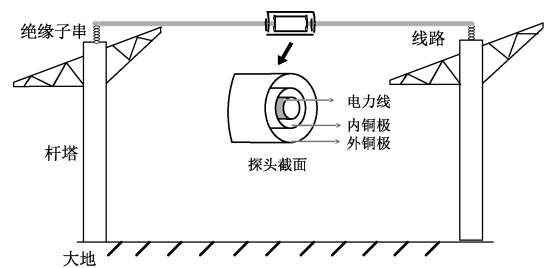
设高度增加,当探头悬挂于架空输电线路时,无法找到合适的外铜极接地点。同时,若直接将外铜极接地,易导致内、外铜极间电场强度较高,线路与探头间空气易发生击穿。

鉴于此,在 10 kV 配网架空线径多变的背景下,本文从单探头圆筒型非接触电压传感器出发,建立内、外铜极间投切电容式双探头模型,利用双探头的电容切换阵列,增加线路电压-响应电压方程,消除线径变化对测量结果的影响。在保证传感器绝缘强度的前提下,以提高电压测量精度和减小传感器体积为目标,分析各测量电压敏感度后确定左、右探头铜极尺寸。最后,设计适配传感器探头的模拟前端电路以及信号传输电路并搭建实验平台,完成不同线径下自适应实验并与电子式电压互感器的 3 级误差进行对比^[12],从而证明该方法的正确性。

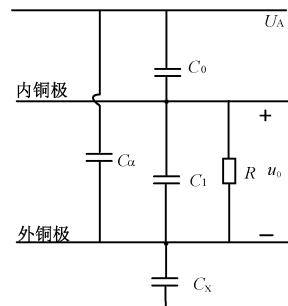
1 考虑线径自适应的双探头建模

1.1 单探头传感器的局限

当圆筒型探头架设于配网线路时,通过测量多组输入输出电压值,拟合标定线路电压、内外铜极间电压的比例系数,在任意工况下测量响应电压后利用该系数可逆推配网线路电压^[13]。单探头电压测量示意图如图 1(a)所示。



(a) 单探头电压测量
(a) Schematic of single probe voltage measurement



(b) 单探头电压测量等效电路
(b) Equivalent circuit diagram for single probe voltage measurement

图 1 单探头电压测量分析

Fig. 1 Analysis of single probe voltage measurement

当传感器架设于单相线路时探头内外铜极均为金

属,在其表面上会感应出自由电荷,空间电场中任意两金属端的电容计算公式如下:

$$C = q/U = \oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} / U \quad (1)$$

其中, q 为金属电极上感应电荷, U 为两金属间电压, s 为包围金属电极的高斯面。当电位移矢量随时间变化时,导体间流过位移电流,这些位移电流的通路可在电路模型中以电容表示。线路与内层铜极间电容为 C_0 , 内外铜极间电容为 C_1 , 外铜极对地电容为 C_x , R 为测量等效电阻。

探头由两个长度相同,半径不同的圆筒型铜极组成,由于内、外铜极间存在边缘效应导致内铜极与大地间形成耦合电容^[14],通过缩短内铜极长度,可利用较长的外铜极阻断内铜极与大地间的杂散电容,进一步忽略该寄生电容对测量结果的影响。随着内铜极长度减小,线路与外铜极等效面积增大,会产生对测量结果影响较大的附加电容 C_α , 等效电路如图 1(b) 所示。线路电压 U_A 与测量电压 u_0 间传递函数为:

$$u_0 = \frac{C_0 C_x R U_A s}{MRs + C_\alpha + C_x + C_0} \quad (2)$$

其中, $M = ((C_1 + C_0)(C_\alpha + C_x) + C_0 C_1)$, 由于 $MR\omega > C_\alpha + C_x + C_0$, 传感器工作于自积分状态,此时被测线路频率远大于测量系统的频率上限, U_A 与 u_0 间呈正比例关系,则式(2)可表示为:

$$u_0 = \frac{C_0 C_x R U_A}{((C_1 + C_0)(C_\alpha + C_x) + C_0 C_1) R} \quad (3)$$

10 kV 配电网应有较强的适应性,主干线截面宜综合饱和和负荷状况、线路全寿命周期一次选定。不同测量环境下线径不同,如重负荷区域线径较大,轻负荷区域线径较小。架空线路中 70、95、120、150 mm² 线路较多。

根据配网线路实际测量环境,在 COMSOL 仿真软件中搭建单相线路单探头仿真模型,稳态源扫描后通过计算电容矩阵,分析线路半径 r 变化时耦合电容 C_0 、 C_α 的变化情况以及对测量结果的影响。当外铜极半径为 5 cm,内铜极半径为 2、3、4 cm 时 C_0 随测量线径 r 变化如图 2(a) 所示。当内铜极半径为 3 cm 时,外铜极为 4、5、6 cm, C_α 随 r 变化如图 2(b) 所示。

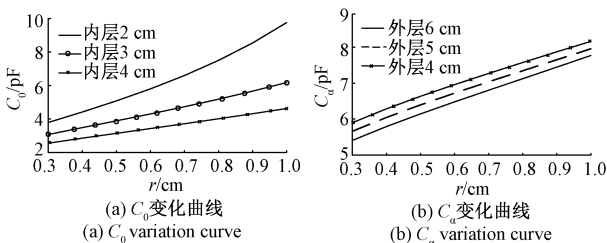


图 2 C_0 、 C_α 随 r 变化曲线

Fig. 2 Graphs of C_0 and C_α as a function of r

由图 2 可知,当线径 r 从 0.3 cm 变化到 1 cm 时, C_0 、 C_α 随线径增加而增大,当外铜极半径固定,随着内铜极半径减小, C_0 变化率逐渐增大,当内铜极半径为 2 cm 时, C_0 最大变化率为 44.85%。当内铜极半径固定,随着外铜极半径减小, C_α 变化率逐渐增大,当外铜级半径为 4 cm 时, C_α 最大变化率为 30.39%。

当非接触电压测量线径改变时,配网线路截面积不同会引起线路-探头间耦合电容时变。令 $u_0 = k \cdot U_A$, C_0 、 C_α 值变化引起 k 值发生变化,恒定的 k 值无法准确拟合线路电压,很难满足测量精度要求。对此,在配网线径变化时需消除 C_0 、 C_α 对线路电压测量的影响,提高非接触电压测量在不同线径中的自适应性。

1.2 双探头电压传感器模型

为解决单探头模型在线径多变情况下电压测量精度低的问题,基于电容分压原理建立如图 3 所示的双探头模型,根据传感器与配网线路间的场路关系推导响应电压表达式。

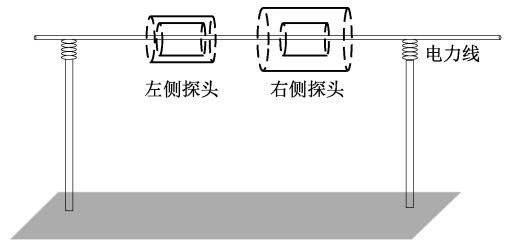


图 3 双探头电压测量

Fig. 3 Dual probe voltage measurement model

通过在 COMSOL 中建立如图 3 所示模型,可得左、右探头间耦合电容随两侧探头距离 h 的变化关系,如图 4 所示。 C_{13} 、 C_{14} 分别表示左侧探头内层铜极与右侧探头内、外铜极间耦合电容, C_{23} 、 C_{24} 分别表示左侧探头外层铜极与右侧探头内、外铜极间耦合电容。经互电容矩阵分析可知, C_{24} 值最大,当 $h=33$ cm 时, C_{24} 和其他最小电容值(左探头外铜极对地电容)相差两个数量级,故当 $h \geq 33$ cm 时,左右探头间耦合电容可忽略不计。

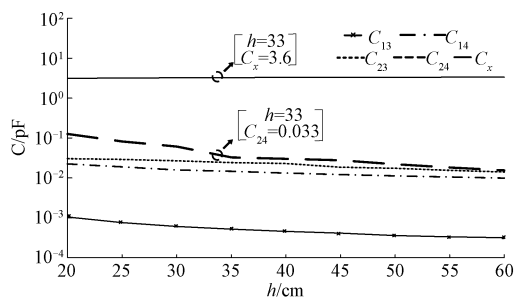


图 4 h 与左、右探头间耦合电容变化曲线

Fig. 4 h coupling capacitance variation with left and right probes

图3模型中左、右探头内层铜极半径、长度相同,线路对左、右探头内铜极等效耦合电容也相同,记为 C_0 。左、右探头外层铜极虽长度相同,但半径不同,故线路与外层铜极间耦合电容分别记为 C_α 、 $C_{\alpha 1}$,外层铜极对地电容记为 C_x 、 C_{x1} 。内、外铜极间耦合电容分别为 C_1 、 C_3 。由于左右探头外铜极半径不同,根据式(3)可知,测量到的内外铜极响应电压也会发生变化。此时,左、右探头间距离为35 cm,可忽略左右探头间耦合电容,其等效电路如图5所示。

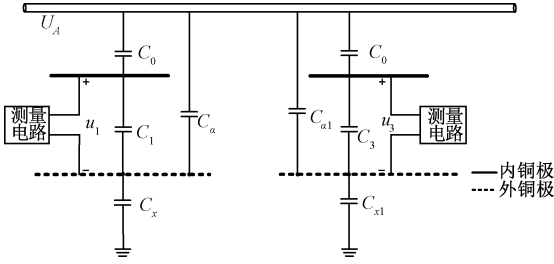


图5 线路-双探头-大地等效电路

Fig. 5 Line-dual probe-earth equivalent circuit diagram

当线路电压为 U_A 时,内、外铜极的电位分别为 u_i 、 u_o , $u_i = u_i - u_o$,左侧探头内、外铜极间电压 u_1 为:

$$u_1 = \frac{U_A}{C_1 \left(\frac{C_\alpha + C_x + C_0}{C_0 C_x} \right) + \frac{C_\alpha + C_x}{C_x}} \quad (4)$$

同理,右侧探头内、外铜极间电压 u_3 为:

$$u_3 = \frac{U_A}{C_3 \left(\frac{C_{\alpha 1} + C_{x1} + C_0}{C_0 C_{x1}} \right) + \frac{C_{\alpha 1} + C_{x1}}{C_{x1}}} \quad (5)$$

2 投切电容式多线径耦合电容自校准算法

2.1 投切电容式双探头测量机理

由于未知耦合电容数量多,联立式(4)、(5)无法实时求解线路电压。对此,在左、右双探头内、外铜极间投切电容,通过控制开关 T_1 、 T_2 增加响应电压方程,消除耦合电容 C_0 、 C_α 、 $C_{\alpha 1}$ 变化对测量线路电压的影响。由于 T_1 、 T_2 开闭前后左右探头内外铜极半径,尺寸,相对位置并未发生改变,故开关状态变化只影响内外铜极间电容,其他耦合电容值保持不变。等效电路如图6所示。

当开关 T_1 闭合时,内、外铜极间电容为 C_2 ,即 $C_2 = C_1 + C_f$,左探头内、外铜极间电压 u_2 为:

$$u_2 = \frac{U_A}{C_2 \left(\frac{C_\alpha + C_x + C_0}{C_0 C_x} \right) + \frac{C_\alpha + C_x}{C_x}} \quad (6)$$

当开关 T_2 闭合时,内、外铜极间电容为 C_4 ,即 $C_4 =$

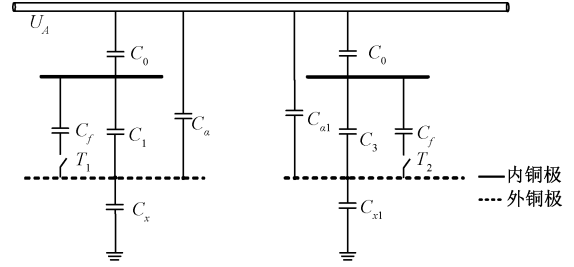


图6 投切电容式双探头等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit diagram of cast capacitive double probe

$C_3 + C_f$,右探头内、外铜极间电压 u_4 为:

$$u_4 = \frac{U_A}{C_4 \left(\frac{C_{\alpha 1} + C_{x1} + C_0}{C_0 C_{x1}} \right) + \frac{C_{\alpha 1} + C_{x1}}{C_{x1}}} \quad (7)$$

联立式(4)、(6),可消除线路对左侧探头外铜极电容 C_α 。同理,联立式(5)、(7),可消除线路对右侧探头外铜极电容 $C_{\alpha 1}$:

$$\begin{cases} U_A = \frac{C_0 u_1 u_2 (C_1 - C_2)}{C_x ((C_2 + C_0) u_2 - (C_1 + C_0) u_1)} \\ U_A = \frac{C_0 u_3 u_4 (C_3 - C_4)}{C_{x1} ((C_4 + C_0) u_4 - (C_3 + C_0) u_3)} \end{cases} \quad (8)$$

通过求解式(8)方程组,可消除左、右探头中线路对内铜极电容 C_0 ,具体如下:

$$U_A = \frac{\frac{u_1 u_2 (C_1 - C_2)}{C_x (C_2 u_2 - C_1 u_1)} - \frac{u_3 u_4 (C_3 - C_4)}{C_{x1} (C_4 u_4 - C_3 u_3)}}{\frac{u_2 - u_1}{C_2 u_2 - C_1 u_1} - \frac{u_4 - u_3}{C_4 u_4 - C_3 u_3}} \quad (9)$$

其中, $C_1 \sim C_4$ 为投切电容前后探头内、外铜极间电容, $u_1 \sim u_4$ 为 T_1 、 T_2 同时开闭前后传感器测量的内、外铜极间电压, C_x 、 C_{x1} 分别表示左、右探头外铜极对地电容。10 kV配网架空输电线路高度为12~15 m,外铜极对地电容 C_x 、 C_{x1} 变化率可忽略不计。当传感器双探头尺寸确定并安装于配网线路时,等效电路图中 C_x 、 C_{x1} 、 $C_1 \sim C_4$ 均可看做常数,故式(9)可表示为:

$$U_A = \frac{u_3 u_4 (k_1 u_2 + k_2 u_1) + u_1 u_2 (k_3 u_4 + k_4 u_3)}{u_2 u_4 - k_5 u_1 u_4 - k_6 u_2 u_3 - k_7 u_1 u_3} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} k_1 = (C_2 C_4 - C_2 C_3) / C_{x1} (C_4 - C_2) \\ k_2 = (C_1 C_3 - C_1 C_4) / C_{x1} (C_4 - C_2) \\ k_3 = C_4 (C_1 - C_2) / C_x (C_4 - C_2) \\ k_4 = C_3 (C_2 - C_1) / C_x (C_4 - C_2) \\ k_5 = (C_4 - C_1) / (C_4 - C_2) \\ k_6 = (C_3 - C_2) / (C_4 - C_2) \\ k_7 = (C_1 - C_3) / (C_4 - C_2) \end{cases} \quad (11)$$

校准系数 $k_1 \sim k_7$ 后,式(10)未知数仅为传感器测量电压,通过将测量到的电压值 $u_1 \sim u_4$ 代入式(10)即可求解不同线径下配网架空线路电压值 U_A 。

2.2 测量参数敏感度分析

由于模拟前端电路测量精度有限、STM32G030C8T6 (以下简称 STM32) 发送机输出电压信号以及上位机接收到的电压波形均会存在一定误差^[15]。将测量到的 $u_1 \sim u_4$ 直接代入式(10)中,会造成配网线路电压求解不准确。为量化测量误差对反演线路电压的影响,本文在架空线路电压和内外铜极间电压反演公式的基础上,对式(10)中 $u_1 \sim u_4$ 进行偏导计算,推导测量电压参数敏感度的表达式,进而提出通过改变双探头结构尺寸降低参数敏感度的具体方法。

$u_i (i=1 \sim 4)$ 表示内、外铜极间真实电压, u'_i 表示内、外铜极间测量电压, ε_{u_i} 表示 u_i 的相对误差, Δ_{u_i} 表示测量电压绝对误差,即:

$$\Delta_{u_i} = |u_i - u'_i| = u_i \varepsilon_{u_i} \quad (12)$$

对式(10)中测量电压 u_i 参数求偏导,分析当测量误差为 Δ_{u_i} 时,对测量结果的影响 ε_{U_A} , 即:

$$\varepsilon_{U_A} = \frac{\left| \frac{\partial U_A}{\partial u_i} \Delta_{u_i} \right|}{U_A} = \frac{\left| \frac{\partial U_A}{\partial u_i} u_i \varepsilon_{u_i} \right|}{U_A} \quad (13)$$

利用 $\varepsilon_{U_A} / \varepsilon_{u_i}$ 可量化当测量电压 u_i 偏离真实值 Δ_{u_i} 时,对线路电压 U_A 的反演误差:

$$r_i = \frac{\varepsilon_{U_A}}{\varepsilon_{u_i}} = \frac{\left| \frac{\partial U_A}{\partial u_i} u_i \right|}{U_A} \quad (14)$$

将式(4)~(7)代入式(10)可分别对电压 u_i 求偏导,求解表达式并进行敏感度分析后,测量误差 $r_i (i=1 \sim 4)$ 分别表征测量电压误差 $\Delta_{u_1} \sim \Delta_{u_4}$ 对反演线路电压误差的影响,则 r_i 随线路与探头间耦合电容变化曲线如图 7 所示。

通过观察敏感度变化曲线可知, $r_1 \sim r_4$ 随耦合电容变化情况大致相同。具体变化趋势为:随着线路与内铜极电容 C_0 增加,线路与外铜极电容 $C_\alpha, C_{\alpha 1}$ 增加,内、外铜极间电容 C_1, C_3 减小, C_2, C_4 增加,外铜极对地电容 C_x, C_{x1} 增加,则测量误差 r_i 减小。但在投切电容后需避开式(14)中分母为零时 r_i 的峰值,电压测量参数敏感度 r_i 越低, $u_1 \sim u_4$ 测量误差对线路电压误差的影响越小,测量的精度越高。

在 COMSOL 仿真软件中建立双探头仿真模型,其中左、右探头内层铜极直径为 3.2 cm,左、右探头外铜极直径依次增加的动态模型,稳态源扫描后将探头与线路间互电容值代入测量电压参数敏感度公式,为简化数值对测量误差 r_i 取对数。其中, D_1 为左侧探头外层铜极直

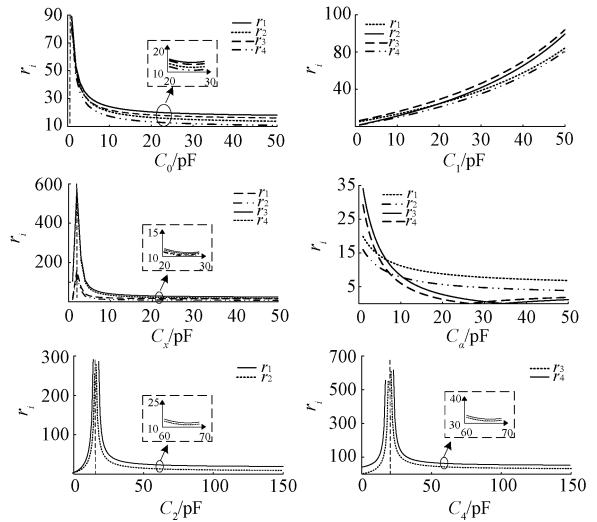


图 7 r_i 与耦合电容曲线

Fig. 7 r_i versus coupling capacitance variation plot

径, D_2 为右侧探头外层铜极直径。 $\lg((r_i)_{\max})$ 随 D_1, D_2 变化情况如图 8 所示。

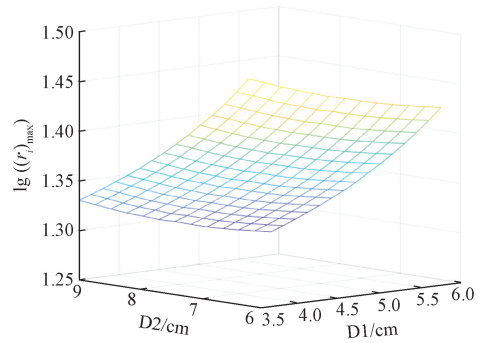


图 8 D_1, D_2 与 $(r_i)_{\max}$ 关系

Fig. 8 D_1, D_2 and $(r_i)_{\max}$ relationship diagram

根据图 8 可知,当 $D_1 > 5.1$ cm, $D_2 > 8.2$ cm 时, $u_1 \sim u_4$ 测量参数敏感度在 20 以内。继续增大左、右探头外层铜极半径时测量电压参数敏感度降低,但减小效果缓慢,同时外层铜极半径过大不满足电压测量探头小型化要求,故选定左、右探头内铜极直径为 3.2 cm,左侧探头外层铜极直径为 5.1 cm,右侧探头外层铜极直径为 8.2 cm。此时,电压参数敏感度最大值为 19.95。

2.3 传感器电场强度分析

在实际非接触电压测量中,在左、右探头内、外铜极半径确定的情况下,通过计算左、右探头与导线间电场强度分布可验证该双探头投切电容式传感器是否满足绝缘条件。对此,为真实模拟传感器测量 10 kV 配网架空线路电压的情况,在 COMSOL 软件中搭建仿真模型,如图 9 所示。其中,输电线路为截面积为 150 mm^2 型铝导线,架

设高度距离地面 $10\text{ m}^{[16]}$ 。左、右探头分别悬挂于线路中间位置,左、右探头尺寸如 2.2 节所述,左、右探头间距离为 35 cm 。边界区域计算设置为零,以模拟场源足够远处电场为 0 的情况。

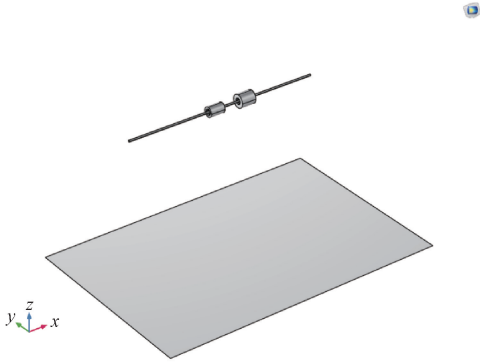


图 9 双探头传感器仿真模型

Fig. 9 Dual probe sensor simulation model

对导线输入有效值为 10 kV , 频率为 50 Hz 正弦交流电压,在静电模块中分别增加内、外铜极悬浮电位,对模型进行瞬态研究后,依次加入线路-内铜极域探头,内、外铜极域探头分别测量空间中最大电场强度,空间电场分布如图 10 所示。

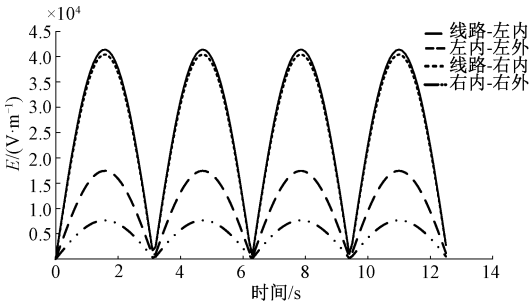


图 10 线路与探头间场强

Fig. 10 Field strength map between line and probe

根据图 10 可知,相较于内、外铜极间空间域,线路与内层铜极空间域电场强度更大,左侧探头最大电场强度为 41.4 kV/m ,右侧探头最大电场强度为 40.4 kV/m ,由于空气的击穿场强为 $3\ 000\text{ kV/m}$,传感器满足绝缘性能要求。

3 实验验证

3.1 实验平台的搭建

非接触电压传感器由探头和模拟电路两部分组成。首先左、右探头内、外铜极间电压经屏蔽线传递到模拟前端,经自举电路和滤波电路预处理后,电压信号传送至

STM32,射频模块 NRF2401 将波形传递到 MATLAB 上位机,在上位机界面读取电压有效值后,实现电压波形测量。

1) 双探头结构

本文采用双探头耦合机构,内、外铜极由两个半径不同的圆筒型 PVC 管组成,两铜极间为空气并由端盖固定。左、右探头内层铜极的长度均为 10 cm ,直径为 3.2 cm 。左侧探头外铜极长度 15 cm ,直径为 5.1 cm 。右侧探头外铜极长度 15 cm ,直径为 8.2 cm 。左、右探头间相距 35 cm ,双探头结构图如图 11 所示。

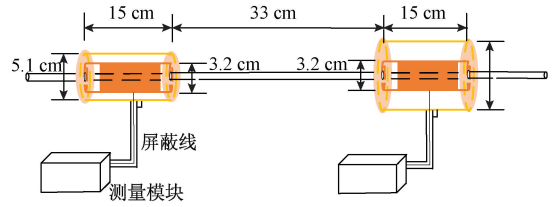


图 11 双探头结构

Fig. 11 Dual probe structure diagram

左右探头均采用开合式双铜极圆筒型结构,探头主要分为两部分,即用于电场耦合的双铜极以及用于支撑与绝缘的端盖结构。针对 10 kV 配网线路,端盖所用材料为环氧树脂。当传感器安装于架空线路时,打开探头并利用传感器两侧端盖将探头上、下部分固定于线路中。

2) 模拟电路

模拟电路分为以分压电路、自举电路、滤波电路为主的模拟前端电路以及电压波形接收、发送为主的 STM32 无线传输电路。信号经带通滤波电路后,通过变比为 $R_2/R_1 = 3/2$ 的电阻分压器降低其直流偏置,以方便内置模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 采样 $0 \sim 3.3\text{ V}$ 电压信号。单个探头模拟前端电路示意图如图 12 所示。

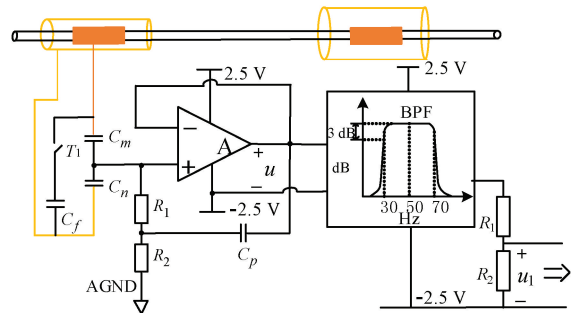


图 12 模拟前端电路

Fig. 12 Schematic diagram of analogue front-end circuit

探头内、外铜极通过屏蔽线与分压电路相连,当开关 T_1 闭合时,电容 C_f 并入其中。利用 TH2851-015 阻抗分

析仪测量左右探头内外铜极间电容 20 pF 以及 10 pF, 故选择 $C_f = 100$ pF, 在投切电容前后测量电压 $u_1 \sim u_4$ 。

模拟前端采用的运算放大器型号 OPA317IDBVR, 工作电压不超过 ± 2.75 V, 在此电路中运放通过 5 V 直流电源供电, 故需将运放正极性端电位较电源负极抬升 2.5 V 才可保证交流信号的正常采集, 此时运放实际工作电压为 ± 2.5 V。模拟前端中自举电路既有较大的输入阻抗又可以为运放提供工作需要的直流通路。经计算自举电路的等效输入阻抗 $R_{in} = 629$ M Ω , 自举电路输入电压 U_{s1} 和输出电压 U_z 间传递函数:

$$\frac{U_z}{U_{s1}} = \frac{C_m R_{in} S}{(C_n + C_m) R_{in} S + 1} \quad (15)$$

将 $C_m = 100$ pF, $C_n = 20$ nF 代入其中, 经相频特性公式计算 U_z 和 U_{s1} 相角误差小于 0.1° , 保证投切电容前后相角误差很小, 可忽略不计。有源 RC 带通滤波器的中心频率为 50 Hz, 截止频率分别为 30、70 Hz, 有效滤除电力线路中其他频率分量。

STM32 发送机接收滤波电压信号后通过 ADC 通道完成采样, NRF2401 利用 2.4 G 网络将电压数据传送至 STM32 接收机, 并将其串口接入电脑, 通过 MATLAB 的上位机显示波形, 并在上位机中加入 DFT 程序, 实时测量左、右探头响应电压有效值。

3) 搭建实验平台

为验证投切电容式双探头非接触电压测量的正确性, 搭建如图 13 所示实验平台。将上述双探头传感器安装于线路之上, 模拟电路以及 STM32 电路板放置于内、外铜极间, 调节控制台后利用升压器可将线路电压升高到 5~11 kV, 改变线路半径分别模拟不同线径下非接触电压测量, 在 MATLAB 上位机中分别读取投切电容前后左、右探头内、外铜极间电压有效值。

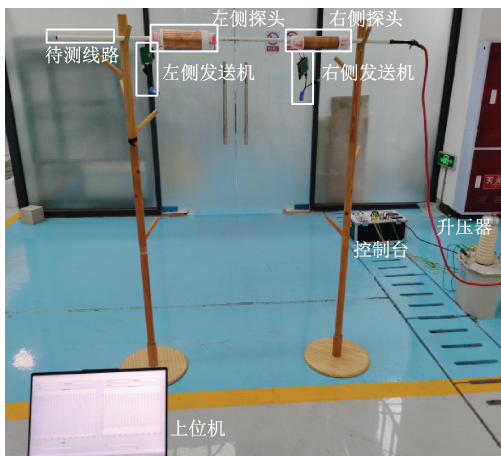


图 13 实验平台现场

Fig. 13 Experimental platform site plan

3.2 参数校准方法

在测量环境改变时, 通过在同一高度下测量不同线径内、外铜极间电压, 可对式 (10) 中恒定参数 $k_1 \sim k_7$ 进行校准。式 (10) 可以表示为:

$$(\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i) \mathbf{P}^T = U_{A_i} u_{2i} u_{4i} \quad (16)$$

电压向量 $\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i$:

$$\mathbf{M}_i = (u_2 u_3 u_4 \quad u_1 u_3 u_4 \quad u_1 u_2 u_4 \quad u_1 u_2 u_3) \quad (17)$$

$$\mathbf{N}_i = (u_A u_1 u_4 \quad u_A u_2 u_3 \quad u_A u_1 u_3) \quad (18)$$

校准参数向量 \mathbf{P} :

$$\mathbf{P} = (k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6, k_7) \quad (19)$$

其中, i 代表不同线径下电压测量情况。由于 $|\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i| \neq 0$, $(\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i)$ 矩阵满秩, 利用最小二乘法可求得 \mathbf{P} 矩阵:

$$\mathbf{P}^T = ((\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i)^T (\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i))^{-1} (\mathbf{M}_i, \mathbf{N}_i)^T U_{A_i} u_{2i} u_{4i} \quad (20)$$

选用 10 kV 城市配网架空线路截面积为 70、150 mm² 型聚氯乙烯绝缘电线进行校准试验 ($i = 1, 2$)。分别设置线路电压 5、7、11 kV 时, 通过 MATLAB 上位机依次测量左、右探头投切电容前后内、外铜极间电压 $u_1 \sim u_4$, 并利用高压探头测量架空线路电压 U_A 。将 4 组数据代入式 (16) ~ (20) 可计算校准参数 \mathbf{P} , 校准参数 $k_1 \sim k_7$ 的值如表 1 所示。

表 1 校准参数

Table 1 Calibration parameters

校准参数值	校准参数 P
k_1	8 931.57
k_2	-7 086.23
k_3	11 101
k_4	-8 242.72
k_5	0.45
k_6	0.54
k_7	-0.17

3.3 不同线径下电压测试

为验证所提方法对 10 kV 配网架空线路不同线径电压测量的自适应性^[17-18], 在上述两种截面积 (70、150 mm²) 的基础上加入 95 mm² 型线路进行非接触电压测量。在实验平台测量时, 确定线路架设高度为 1.6 m 后, 利用控制台将线路电压从 5 kV 以步长为 2 kV 升高至 11 kV 时, 首先打开开关 T_1, T_2 , 记录内、外铜极间电压为 u_1, u_3 , 其次闭合开关 T_1, T_2 , 记录内、外铜极间电压为 u_2, u_4 。其中, 真实线路电压记为 U_A , 将拟合系数 $k_1 \sim k_7$ 以及测量到的 $u_1 \sim u_4$ 代入式 (10) 即可反演架空线路电压 U_s 。具体数值见表 2~4。

表2 截面积为70 mm²的电压测量Table 2 Voltage measurement with 70 mm² cross section

数据	U_A/kV	u_1/mV	u_2/mV	u_3/mV	u_4/mV	U_s/kV
第1次	5.095	133.925	95.800	111.025	82.033	5.041
第2次	7.070	172.700	130.200	154.075	114.250	6.896
第3次	9.125	240.350	174.050	197.700	144.025	9.003
第4次	11.100	286.375	210.050	238.850	174.950	10.802

表3 截面积为95 mm²的电压测量Table 3 Voltage measurement with 95 mm² cross section

数据	U_A/kV	u_1/mV	u_2/mV	u_3/mV	u_4/mV	U_s/kV
第1次	5.071	136.175	100.010	113.375	84.563	5.120
第2次	7.025	185.600	144.050	156.750	117.475	7.044
第3次	9.160	244.525	184.675	201.575	149.175	9.042
第4次	11.165	291.075	225.025	245.250	184.200	11.166

表4 截面积为150 mm²的电压测量Table 4 Voltage measurement with 150 mm² cross section

数据	U_A/kV	u_1/mV	u_2/mV	u_3/mV	u_4/mV	U_s/kV
第1次	5.020	141.725	120.010	111.550	89.990	4.976
第2次	7.003	195.175	153.451	167.302	120.850	7.008
第3次	9.120	252.750	198.375	217.852	154.450	9.120
第4次	11.149	307.150	240.125	264.218	187.525	11.149

线路电压相对误差计算公式如式(21)所示。将表2~4数据代入其中即可求解不同线径下非接触电压测量相对误差,进一步绘制出线路电压以及反演电压间相对误差曲线,如图14所示。

$$\delta = \frac{|U_s - U_A|}{U_A} \quad (21)$$

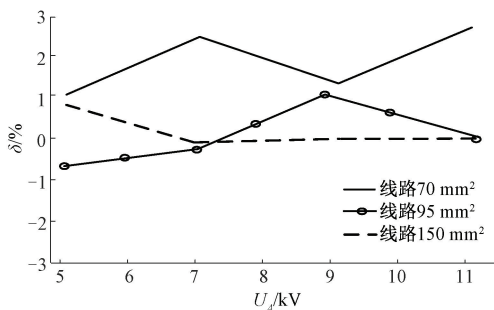


图14 不同线径下线路电压相对误差

Fig. 14 Relative error in line voltage for different wire sizes

根据图14可知,当架空线路电压等级从5 kV增加到11 kV的工况下,线路截面积为70 mm²时,电压测量

相对误差最大为2.685%。线路截面积为95 mm²时,电压测量相对误差最大为1.285%。线路截面积为150 mm²时,电压测量相对误差最大为0.878%。随着线路截面积的增加,此传感器测量误差减小,符合线路与内铜极间电容 C_0 增加,线路反演电压误差 r_i 减小的规律。总之,当线路截面积大于70 mm²时,线路电压误差均不超过3%,满足电子式电压互感器3级标准^[12]。当线路截面积大于150 mm²时,线路电压误差均不超过1%,满足电子式电压互感器1级标准^[12],进而验证基于电容切换阵列的双探头非接触电压测量方法的正确性。

4 结 论

针对10 kV配网架空线径多变导致耦合电容难以实时确定进而无法准确测量线路电压这一问题,本文提出了基于电容切换阵列的双探头非接触电压测量方法。通过在双探头内、外铜极间投切电容,改变等效电路拓扑结构,实现线路与传感器间耦合电容自校准,进而消除线径

变化对测量结果的影响,提高配网架空线路非接触电压测量适应性。

在保证探头绝缘强度安全的情况下,以降低测量参数误差对架空线路电压反演误差为目标,确定探头尺寸。设计模拟电路以及 STM32 信号接收发送机后搭建实验平台,在 5~11 kV 线路电压范围内,当线路截面积从 70 mm² 变化到 150 mm² 时,电压测量最大相对误差为 2.685%。

实验证明该非接触电压传感器可实现配网架空线路线径自适应测量,线径越大、截面积越大,测量误差越小。当线路截面积大于 70 mm² 时,符合电子式线路电压测量 3 级误差标准^[12]。当线路截面积大于 150 mm² 时,符合电子式线路电压测量 1 级误差标准^[12]。后续还将从电压优化算法方面进一步减小测量电压误差,提高传感器的测量精度。同时,该传感器安装于架空线路时,还需要验证强干扰信号是否对测量结果有影响以及如何达到屏蔽效果。

参考文献

- [1] 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.
- [2] ZHU K, LEE W K, PONG P W T. Non-contact voltage monitoring of HVDC transmission lines based on electromagnetic fields[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(8): 3121-3129.
- [3] 王凤钧,罗志会,陈思,等. 基于 CCD 解调的光纤光栅电压传感器[J]. 电子测量与仪器学报,2017,31(11): 1725-1730.
WANG F J, LUO ZH H, CHEN S, et al. Fiber grating voltage sensor based on CCD demodulation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(11):1725-1730.
- [4] 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.
- [5] 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 D-dot overvoltage sensor based on the inverse problem of electric field[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(16): 5363-5373.
- [6] 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 dividerp[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(5): 1000-1009.
- [7] 刘飞扬,郑昕. 非接触式电压传感器感应电极的仿真分析[J]. 电器与能效管理技术,2019(7): 30-33,44.
LIU F Y, ZHENG X. Simulation analysis of induction electrode for non-contact voltage sensor[J]. Appliance and Energy Efficiency Management Technologies, 2019(7): 30-33,44.
- [8] 张泽林,刘希喆. 基于非接触式电压测量的电压监测系统[J]. 电子测量与仪器学报,2024,38(5):229-237.
ZHANG Z L, LIU X ZH. Voltage monitoring system based on non-contact voltage measurement[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5):229-237.
- [9] HABERMAN M A, SPINELLI E M. A noncontact voltage measurement system for power-line voltage waveforms[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 69(6): 2790-2797.
- [10] 张耀,叶永杰,李昊,等. 基于谐波注入法的差分式非接触电压测量[J]. 科学技术与工程,2024, 24(1): 245-251.
ZHANG Y, YE Y J, LI H, et al. Differential non-contact voltage measurement based on harmonic injection[J]. Science Technology and Engineering, 2024, 24(1): 245-251.
- [11] 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.
- [12] 中华人民共和国国家标准,第7部分(互感器):电子式电压互感器:GB/T 20840.7—2007[S].北京:中国标准出版社,2007.
National Standard of the People's Republic of China. Part 7 (Transformers): Electronic voltage transformers: GB/T 20840.7—2007 [S]. Beijing: China Standard, 2007.
- [13] AKEBOSHI Y, TAMAKI Y, TANIGUCHI E. Wideband non-contact voltage measurement for EMC applications: Design and implementation [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023.
- [14] 杨怀远,庄池杰,谢施君,等.非接触式暂态电压测量的简化解耦方法[J].高电压技术,2020,46(6):1948-1954.
YANG H Y, ZHUANG CH J, XIE SH J, et al. Simplified decoupling method for non-contact transient voltage measurement [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(6): 1948-1954.
- [15] PENG Y K, FU L, YE Y J, et al. Non-contact voltage measurement technology based on dual coupling mechanism displacement current method[C]. 2023 IEEE 4th China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE). IEEE, 2023: 1-6.
- [16] 国家能源局.中华人民共和国电力行业标准 10 kV 及以下架空配网线路设计规范:DL/T 5220—2021[S].北京:中国计划出版社,2021.
National Energy Administration. Power industry standards of the People's Republic of China-Design code for overhead distribution lines 10 kV and below: DL/T 5220—2021[S]. Beijing: China Planning Press, 2021.
- [17] SPINELLI E M, HABERMAN M A, GUERRERO F N, et al. A high input impedance single-ended input to balanced differential output amplifier[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 69(4): 1682-1689.
- [18] KUMAR A S A, GEORGE B. A non-contact angle sensor based on the eddy current technique [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 69(4): 1275-1283.

作者简介



李昊,2018年于山西大学获得学士学位,现为西南交通大学硕士研究生,主要研究方向为配电网非接触电压测量。

E-mail:2198294248@qq.com

Li Hao received her B.Sc. degree from Shanxi University in 2018. She is currently a master student at Southwest Jiaotong University. Her main research direction is non-contact voltage measurement in distribution networks.



符玲(通信作者),分别在2004年和2010年于西南交通大学获得学士学位和博士学位,现为西南交通大学副教授,博士生导师,主要研究方向为现代信号处理在电力系统分析的应用、非接触电压测量等。

E-mail:lingfu@swjtu.cn

Fu Ling (Corresponding author) received her B.Sc. degree and Ph.D. degree from Southwest Jiaotong University in 2004 and 2010 respectively. She is currently an associate professor and doctoral supervisor at Southwest Jiaotong University. Her main research interests are the application of modern signal processing in power system analysis, non-contact voltage measurement etc.