

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513960

基于电场耦合与 TMR 的绝缘子电压电流一体化传感器^{*}

宴方方¹, 索春光¹, 张文斌², 朱俊宇³

(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;
3. 重庆大学输变电装备技术全国重点实验室 重庆 400044)

摘 要:中压配电线路及其稳定电流应用环境下,针对传统电压电流分离测量、一二次融合后绝缘子内部安全性、电压测量增益难以确定和 TMR 电流测量抗干扰的局限,故提出一种基于电场耦合与 TMR 磁传感的绝缘子电压电流一体化传感器。一方面提出设计绝缘子内嵌电压传感单元各结构参数的仿真优化方法,从电场分布均匀性与绝缘强度等方面去仿真验证结构的合理性,得出绝缘子模型尺寸限定条件下的最佳结构参数,从而实现电压传感单元融入绝缘子内部后的感应电场均匀化、传递函数确定化和局部放电的相对最小化,保证绝缘子的安全性并提高电压测量精度;另一方面提出一种置于绝缘子顶端的基于 TMR 的开口式两级磁环电流传感器,通过仿真分析磁敏感特性来设计得出磁环各尺寸参数,从而提高磁测量处灵敏度、抗干扰能力和磁场均匀度,实现开环下较宽量程电流信号的准确测量。最终设计一体化传感结构与系统来进行多项实验,工频下 1~14 kV 内显示有效值最大相对误差为 1.49%,10 kV 输入与干扰并存时相对误差为 1.41%;工频下 1~120 A 内 2 A 及以上示波器采集下的误差在 1.2% 以内,20 A 输入与干扰并存下相对误差为-1.129%;其测试范围内实验结果表明该电压电流一体化传感器可保证一定的抗干扰能力、精度、稳定性和动态范围。

关键词:电压电流一体化测量;电场耦合;TMR 磁传感;多级磁环;配电网绝缘子

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

An integrated insulator voltage-current sensor based on electric field coupling and TMR

Yan Fangfang¹, Suo Chunguang¹, Zhang Wenbin², Zhu Junyu³

(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;
3. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In the application environment of medium-voltage distribution lines and their stable currents, in response to the limitations of traditional voltage and current separate measurement, the internal safety of insulators after the integration of primary and secondary systems, the difficulty in determining the voltage measurement gain, and the anti-interference ability of TMR current measurement. A voltage-current integrated sensor based on electric field coupling and TMR magnetic sensing is proposed for insulators. On the one hand, a simulation-based optimization method is proposed for the structural parameters of the voltage sensing embedded within the insulator. The structural rationality is verified through simulations focusing on electric field distribution and insulation strength. Under the geometric constraints of the insulator model, the optimal structural parameters are obtained to achieve uniform induced electric fields, a well-defined transfer function, and minimized partial discharge after the voltage sensing unit is integrated into the insulator. This ensures the safety of the insulator and improving the voltage measurement accuracy. On the other hand, an open-loop two-stage magnetic ring current sensor based on TMR is proposed, which is placed at the top of the insulator. The dimensional parameters of the magnetic rings are designed through simulation analysis of the magnetic sensitivity characteristics, thereby improving the sensitivity, anti-interference capability, and magnetic field uniformity at the sensing point, enabling accurate measurement of a wide-range current

收稿日期: 2025-04-22 Received Date: 2025-04-22

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

signal in open-loop conditions. An integrated sensing structure and system are ultimately designed for multiple experiments. Under power frequency conditions, the maximum relative error of the effective voltage measurement from 1 to 14 kV is 1.49%, and 1.41% under 10 kV input with interference. For current measurements ranging from 1 to 120 A, the error under oscilloscope acquisition for signals above 2 A is within 1.2%, and -1.129% relative error under 20 A input with interference. Experimental results within the test range demonstrate that the proposed voltage-current integrated sensor offers certain anti-interference ability, accuracy, stability, and dynamic range.

Keywords: integrated voltage and current measurement; electric field coupling; TMR magnetic sensing; multi-stage magnetic rings; distribution network insulators

0 引言

电力系统中配电网线路的电压与电流参数检测在电能计量^[1]、继电保护^[2]、故障预测^[3]以及智能设备控制等应用领域都有重要意义^[4],并且一二次智能设备的深度融合进一步推动着一体化电压电流测量技术的发展,一次设备已集成测量、保护、监测和控制等多元功能^[5-6]。而传统的电压电流分离测量方式受限于设备数量多、安装复杂、安全隐患新增以及能源消耗增多等问题^[7-8]。文献[9]通过在绝缘子内部植入高压陶瓷电容开发了一种集成电压监测与取能功能的新型绝缘子,但其内部电场均匀度和绝缘安全性能存在局限,仅能检测暂态信号。

对于中压配电线路,在电压测量的二次设备选择方面,传统侵入式电磁与电容互感器绝缘要求高且安装维护不便,限制了其应用范围^[10-11]。而基于电场耦合原理的非接触电压测量通过串联耦合电容的分压来衰减测量,其具有绝缘成本低、可集成度高、无铁磁谐振、宽量程线性响应和快速稳定的动态响应等优点,正在逐渐替换传统的接触式测量^[12]。目前基于电场技术下市售的Fluke T6-1000电气测试仪,在18℃~28℃的环境下电压测量精度仅为3%。其电场耦合式电压检测技术主要还受到测量精度的限制:1)易受干扰电场影响;2)传感单元增益易变,其耦合电容受线路绝缘材料介电常数、线路线径、传感单元与待测线路相对方位等因素影响从而改变增益;3)温湿度等环境变化会导致介电常数变化而改变耦合电容;4)传感极板边缘效应的程度也影响耦合电容的大小^[13-15]。

对于配电系统稳定电流应用环境,在电流测量的非接触式二次设备选择方面,电流互感器结构笨重,集成度差^[16];磁通门电流传感器制造工艺复杂,成本高^[17];罗氏线圈受限于低灵敏度、无法测量直流和低频,且小电流精度不足^[18];霍尔电流传感器局限于低灵敏度与高温漂^[19];相比之下,磁阻比可达200%以上的隧穿磁阻(tunneling magnetoresistance, TMR)传感器的测量性能更加显著,具备高灵敏度、高集成度、低成本、低功耗及温漂

小等优势,且目前可具备较宽线性范围^[20-21]。当前电流测量的共性问题为抗干扰能力的提升,而TMR电流传感器的抗干扰主要利用无磁环的阵列式排布设计与开口磁环结构设计来提高测量精度。文献[22]提出的TMR差分阵列芯片,工频下100~1 000 A内分辨率达到了0.01%,误差<3%,但无磁芯结构下相对位置和偏心误差很大,并且若目标电流较小时难以屏蔽干扰磁场,量程向小电流拓宽有局限。文献[23]提出了一种有磁环的双气隙闭环TMR电流传感单元,测量电流为±50 A的传感器样机在额定电流下的相对误差<0.2%,磁环结构下测量性能不受导线位置和电流方向的影响,但是该闭环型传感单元具备结构复杂、功耗大和量程窄等局限。总之在屏蔽外界磁场干扰、提高磁测量灵敏度和提供一定程度的电气隔离等方面,开口磁环结构比非磁环结构具有更强的优势^[24]。

本研究提出基于电场耦合与TMR的绝缘子电压电流一体化传感器。首先,在配电网绝缘子内部融入电压传感单元,提出一种结合理论与仿真来优化设计传感单元各结构参数的方法,大幅降低植入金属极板后边缘效应引起绝缘子局部放电的危险性,保证绝缘子的电气绝缘性能;同时增强不同测量环境下分压比的一致性,提高测量精度,还通过自积分电路设计来拓宽电压传感单元的低频动态范围与增大分压比;然后,提出一种置于绝缘子顶端的基于TMR的开口式两级磁环电流传感器,通过磁环结构参数设计优化来提高抗干扰能力与测量范围内精度,开环下测量较宽量程信号;最终将绝缘子和两测量模块进行一体化系统设计,实现配电线路下高集成度电压电流测量。

1 内嵌电压传感单元原理与设计

1.1 电容耦合电压测量原理

如图1所示,基于电场耦合原理,配电网绝缘子内部融入了通过M10螺纹孔连接至待测线路的高压电极、通过下端螺纹孔连接至接地杆塔横梁的接地电极和感应电极,高压电极与感应电极间构成一次耦合电容 C_{in} ,感应电极和接地电极形成二次耦合电容 C_{ig} ,感应电极通过采

样电阻 R_m 和 C_{ig} 连接到接地电极,由图1抽象出的等效电路模型如图2所示。

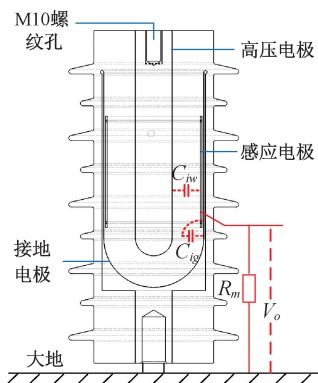


图1 绝缘子内嵌电压传感单元测量原理

Fig.1 Measurement principle of voltage sensing unit embedded in the insulator

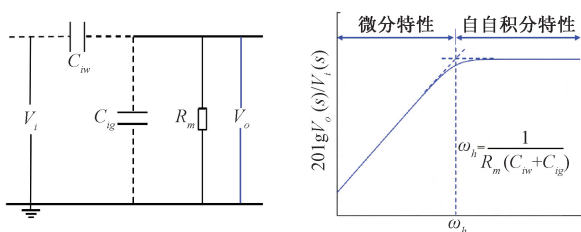


图2 电场耦合电压测量的等效电路与幅频特性

Fig.2 Equivalent circuit and amplitude-frequency characteristics of electric field-coupled voltage measurements

图2左图中 V_i 为配电线路输入电压, V_o 为输出电压,当传感器工作在自积分特性模式 $sR_m(C_{iw}+C_{ig}) \ll 1$ 时, V_i 经过一二次耦合电容的分压比 K 为:

$$K = \frac{V_i(s)}{V_o(s)} = \frac{C_{iw} + C_{ig}}{C_{iw}} = 1 + \frac{C_{ig}}{C_{iw}} \quad (1)$$

故而该传感单元的传递函数取决于 C_{iw} 与 C_{ig} ,较大的 C_{iw} 可以为电压传感单元提供更高的稳定性和准确度,而较大的 C_{ig} 则为 V_i 提供更高的分压比。并且绝缘子内部嵌入电压传感单元后,解决了线路径与相对方位的影响,削弱了温湿度等测量环境变化对介电常数的影响。同时一二次融合后需要考虑绝缘子本身的安全性,其绝缘子内部电场过于集中与场强过大时易导致局部放电,且极板的边缘效应对耦合电容大小影响较大。

因此仿真优化设计3个电极的结构形状与尺寸时,理论依据上以权衡 C_{iw} 与 C_{ig} 的大小、降低最大电场强度和电场均匀度为目标,从而权衡分压比与测量稳定性的关系、大幅降低局部放电和减小边缘效应的影响,最终在增加绝缘子本身安全性能的基础上提高电压测量精度。

1.2 电压传感单元各结构的仿真优化方法

1) 以降低最大电场强度、均匀化电场为目标来优化高压电极和接地电极的圆柱形与半球形区域半径参数 r_1 、 r_3 、 b_1 与 b_3 ,如图3所示, x 为等位面距离。

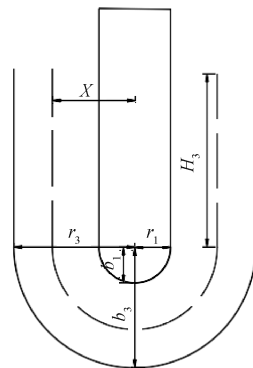


图3 两电极参数示意图

Fig.3 Schematic diagram of two electrode parameters

对于两电极的圆柱形区域,理论上高压电极表面出现最大径向电场值如式(2)所示,得出最大电场模 $E_{\max}$ 的最小值对应的最佳条件为式(3)所示。

$$E_{\max} = \frac{U}{\ln r_3 / r_1} \cdot \frac{1}{r_1} \quad (2)$$

$$r_1 = \frac{r_3}{e} \quad (3)$$

在选定绝缘子模型尺寸限定条件下,得出圆柱形区域最佳条件设计下接地电极半径 $r_3 = 30$ mm,高压电极半径 $r_1 = 11$ mm。同理,利用半球形区域的表面最大径向电场值的式(4)所示。

$$E_{\max} = \frac{U r_3}{r_1 (r_3 - r_1)} \quad (4)$$

可得出最小值对应的最佳条件为: $r_1 = r_3/2$,即接地电极半径 $r_3 = 30$ mm,高压电极半径 $r_1 = 15$ mm。

上述半球形区域最佳条件与圆柱形区域 $E_{\max}$ 均来自于电极表面,而仿真与实际应用中对接地电极顶端部位浇筑一体化均压环以减小边缘效应,均压环上边缘效应产生的电场强度并不满足上述降低 $E_{\max}$ 的最佳条件,故必须在最佳条件下的 $E_{\max}$ 大于均压环边缘效应产生的最大电场模的条件下,即保证 $E_{\max}$ 最小值不产生于均压环周围,两区域理论最佳条件才成立。

如图4所示,对比仿真参数化扫描后的截面最大电场模和半球形区域式(4)的理论 $E_{\max}$ 变化,可看出 $r_1 < 12.5$ mm 范围内 $E_{\max}$ 的理论仿真变化趋势一致, $E_{\max}$ 均产生于高压电极半球形区域底端表面;但 $r_1 > 12.5$ mm 后 $E_{\max}$ 开始产生于均压环边缘周围,依此验证并确定 $r_3 = 30$ mm 约束前提下圆柱形区域最佳条件成立而半球形区域最佳条件不成立。

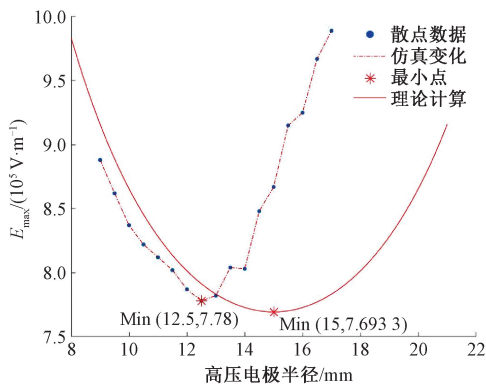


图 4 确定 r_3 后 $E_{\max}$ 的仿真与理论变化

Fig. 4 Simulated and theoretical variation of $E_{\max}$ after determining r_3

从而以式(3)最佳条件为基础,进一步仿真高压电极底端为半圆球还是半椭球形状下表面的 $E_{\max}$ 为最小值。保持垂直半径 $b_3=b_1+(r_3-r_1)$,参数化扫描 b_1 来分析 $E_{\max}$ 变化规律, $E_{\max}$ 较小值对应的 b_1 初步趋近于 10~11 mm,又如图 5 得到 $b_1=10.4$ mm 和 $b_3=29.4$ mm 时 $E_{\max}$ 最小为 7.92×10^5 V/m,相较于 $b_1=11$ mm 和 $b_3=30$ mm 对应的横截面 $E_{\max}$ 值 8.12×10^5 V/m 降低了 2.46%。

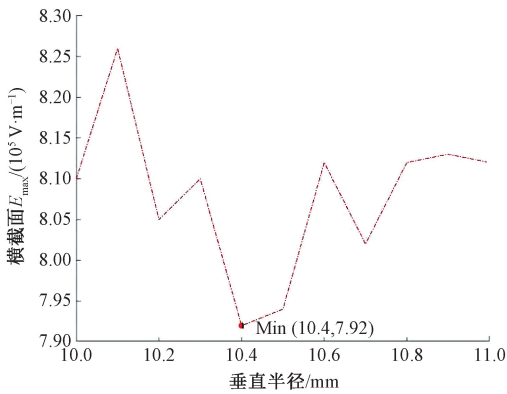


图 5 步长 0.1 mm 下不同 b_1 参数的 $E_{\max}$

Fig. 5 $E_{\max}$ under different b_1 parameters with a step size of 0.1 mm

2) 针对增大 C_{ig}/C_{iw} 和一次耦合电容 C_{iw} 的权衡关系来综合优化设计感应电极半径 r_2 和高度 H_2 ,仿真模型如图 6 所示,各部件仿真参数如表 1 所示。

参数化扫描 r_2 后如图 7(a) 所示,由于圆柱形感应电极半径越小其感应电场强度越大,甚至边缘效应产生的电场强度可能成为最大电场强度,从而在此约束下感应电极半径 r_2 设计为 28 mm,其与接地电极间用 1 mm 厚的聚酯薄膜聚酯纤维非织布柔软复合箔(dacron mylar dacron,DMD)绝缘纸一体化粘贴隔离;同理, $r_2=28$ mm

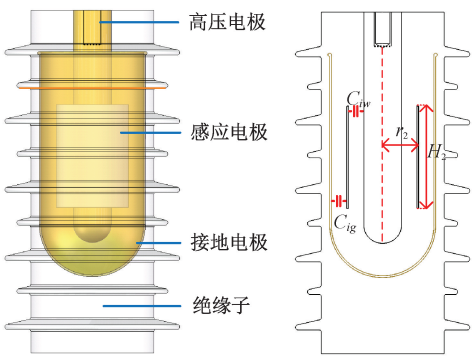


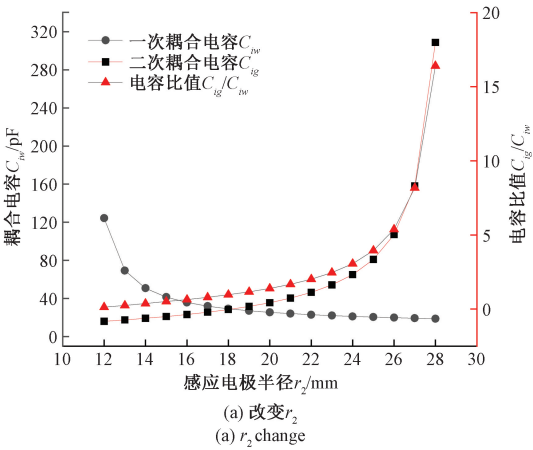
图 6 仿真模型示意图

Fig. 6 Schematic diagram of simulation model

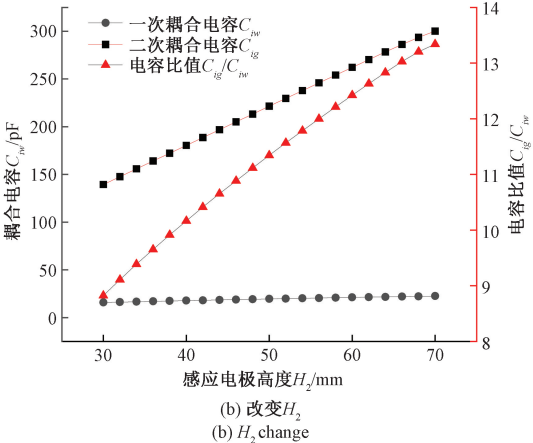
表 1 模型仿真参数值

Table 1 Simulation model parameter values

参数	值	参数	值
r_1/mm	11	b_1/mm	10.4
r_3/mm	30	b_3/mm	29.4
接地电极厚度/mm	1	感应电极厚度/mm	1
H_3/mm	70	高压电极圆柱形区域高度 H_1/mm	109
环氧树脂的 ε_r	3.5	铜材料的 ε_r	1



(a) r_2 change



(b) H_2 change

图 7 耦合电容值及其比值变化

Fig. 7 Coupling capacitance values and their ratio change

后,仿真结果如图7(b)所示, C_{ig}/C_{iw} 随 H_2 增加而缓慢变大,这是由于 C_{ig} 里包含的边缘电容值和增加幅度都大于 C_{iw} 里的边缘电容值与增加量,综合绝缘子本身高度与整体性, H_2 设计为 60 mm。

3) 感应电极上下两端设计相互绝缘隔离的均压环,将边缘效应最大化转移到均压环上。定义 $A = |E_a - E_b|/E_a$, 其中感应电极中间高度处电场模为 E_a , 两端处电场模为 E_b , A 越小电场均匀度越高。如图8得出 A 的减小速率在均压环 3.5 mm 后趋向平缓,故均压环高度确定为 3.5 mm,此时电场均匀度增加了 12%。

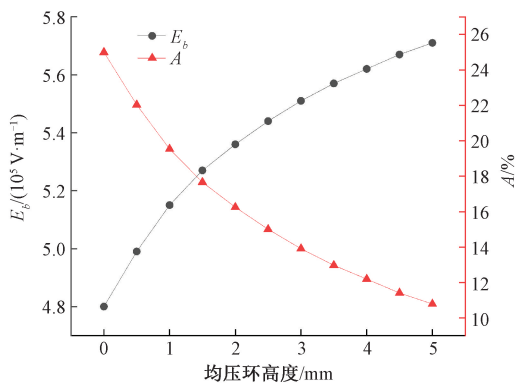


图8 不同均压环高度下的 A 与 E_b

Fig. 8 Parameters A and E_b at different grading ring heights

4) 仿真计算最终结构的绝缘子内嵌电压传感部件及其周边的电场模,如图9与10所示,图10为穿过感应电极顶端的DMD绝缘纸的径向路径电场强度分布,其以中压10 kV配网绝缘子为例,所能承受的额定雷电冲击电压峰值被规定为75 kV^[25]。

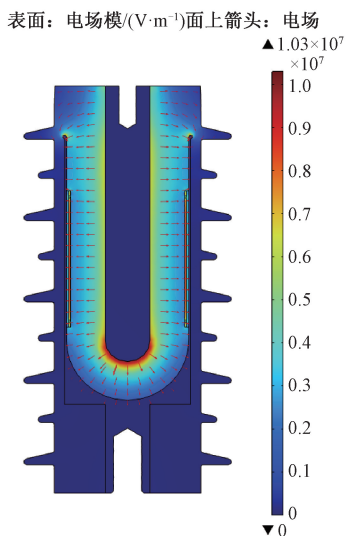


图9 75 kV 峰值的电场分布

Fig. 9 Electric field distribution at a peak voltage of 75 kV

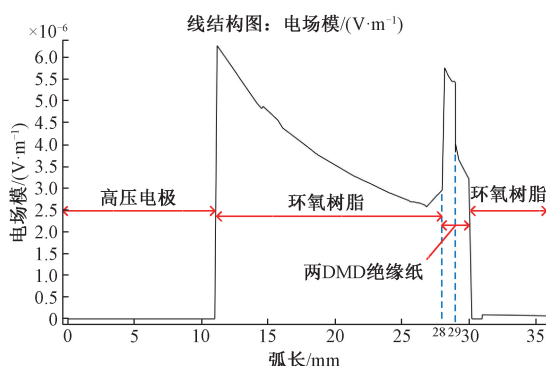


图10 径向路径电场强度分布

Fig. 10 Electric field intensity distribution along the radial path

由图9可以看出最终结构的电场分布均匀无畸变,75 kV时高压电极底端半椭球表面与环氧树脂交界处出现 E_{max} 为 10.3×10^6 V/m,远低于环氧树脂击穿场强 $20 \times 10^6 \sim 40 \times 10^6$ V/m;由图10得出介质分界面处两DMD绝缘纸的最大电场强度为 5.77×10^6 V/m,远小于单层标称厚度0.25 mm的DMD绝缘纸击穿场强 48×10^6 V/m,故而绝缘子内嵌电压传感单元后的绝缘性能完好并具备充分的安全裕度。

2 多级磁环 TMR 传感单元特性与设计

2.1 多级磁环 TMR 传感单元结构

如图11为多级磁环TMR传感单元结构与前端仿真模型,理论上高磁导率聚磁层磁环能够有效地将待测电流产生的螺旋状磁场聚集在其气隙处,提高气隙周围的磁通密度从而聚磁;高导电层依赖于涡流效应来对干扰磁场产生反作用,形成一个动态的磁场屏蔽层来削弱外界高频磁干扰^[24]。

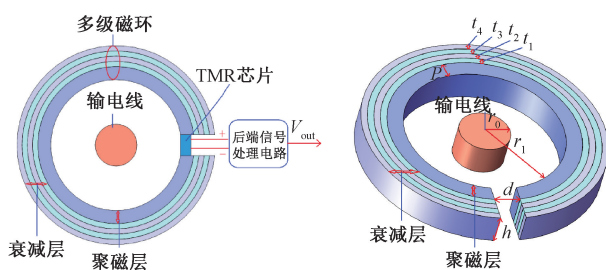


图11 传感单元前端结构与仿真模型

Fig. 11 Front-end structure and simulation model of the sensing unit

该结构采用高磁导率与高导电性材料的磁环相互交替构成多级磁环, N 代表级数。初始化模型材料与尺寸参数如表2与3所示。

表 2 仿真模型材料属性

Table 2 Material properties of the simulation model

材料	相对磁导率	电导率/(S·m ⁻¹)
铜	1	5.998×10 ⁷
铝	1	3.774×10 ⁷
坡莫合金	50 000	3 000

表 3 模型初始化尺寸参数

Table 3 Initialization size parameters of the model

尺寸参数	值/mm
铜导线半径 r_0	8
聚磁层内半径 r_1	25
磁环开口宽度 d	8
磁环高度 h	10
聚磁层厚度 p	5
各衰减层厚度 t_1-t_4	2

定义 TMR 的磁场测量灵敏度为 S 和在外界干扰影响下磁场测量的相对误差为 ME , 即:

$$S = \frac{B_N}{B_A} \tag{5}$$

$$ME = \frac{|B_1 - B_0|}{|B_0|} \times 100\% \tag{6}$$

其中, B_A 是无磁环结构时 TMR 部署处测到的磁感应强度值, B_N 是有磁环结构时所测磁感应强度值, B_1 是在干扰磁场下所测磁感应强度值, B_0 是无外界干扰下所测磁感应强度值, ME 越小则表明 TMR 传感器的磁测量精度越高。

2.2 磁敏感特性分析与结构参数优化设计

首先, 设置 50 Hz 频域求解器和输电线待测电流 I 为 10 A, 仿真确定了 TMR 磁测量最佳部署点为聚磁层开口中心, 多级磁环结构增强了开口气隙处磁场均匀性与磁测量灵敏度。

然后, 利用相对误差 ME 分析 TMR 部署点的抗磁干扰性能, 如图 12 所示, 两个干扰电流到磁环中心的距离 $r_A = r_B$, 以此模拟两不同角度的干扰源。

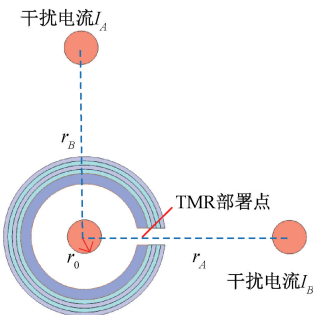


图 12 干扰电流部署示意图

Fig. 12 Schematic diagram of interference current configuration

设置干扰电流 $I_A = I_B$, 其仿真参数化扫描的结果如图 13 所示。对比无磁环结构, 开口磁环结构显著减小了磁测量的相对误差 ME ; $N \geq 2$ 的磁环设计相对降低了抗磁干扰性能, 单级与 2 级磁环误差相差较小, 综合考虑到磁场均匀度及高频屏蔽效果, 确定基于 TMR 的开口式磁环电流传感单元的磁环级数 N 为 2。

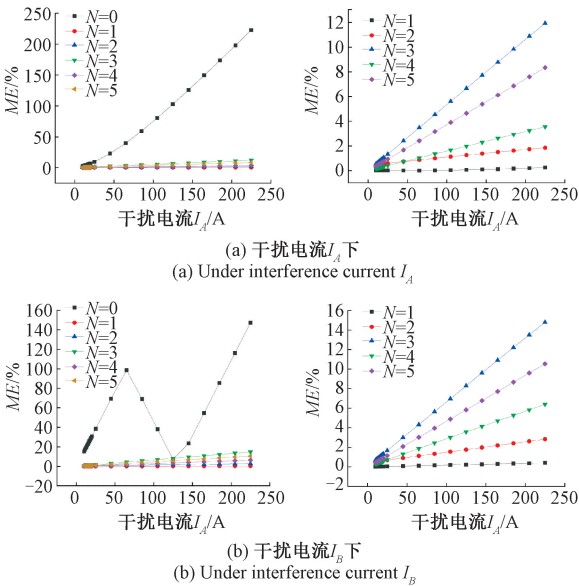


图 13 TMR 抗磁干扰性能

Fig. 13 Anti-magnetic interference performance of TMR

其次, 固定干扰电流值 $I_A = I_B = 105$ A, 探究磁环各结构参数对 TMR 抗磁干扰能力的影响并依据量化的 ME 设计优化各参数值, 从而提高 2 级磁环结构下 TMR 的传感精度。

参数化扫描磁环高度 h 后几乎无规律, 以 ME 相对最小来确定磁环高度 $h = 8$ mm。如图 14 所示参数化扫描磁环开口宽度 d , 两干扰电流下 TMR 测量部署点的两个 ME 都随着 d 的减小而逐渐减小, d 的确定还与 TMR 芯片大小和前端感应 PCB 板子相关, 最终确定 $d = 8$ mm。

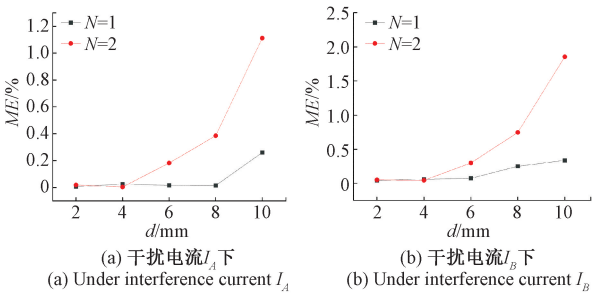


图 14 d 对 TMR 抗磁干扰性能的影响

Fig. 14 Effect of distance d on anti-magnetic interference performance of TMR

如图 15 所示分别参数化扫描聚磁层内半径 r_1 、厚度 p 与衰减层厚度 t , 看出两干扰电流下, 随 r_1 与 t 增大磁测量灵敏度 S 几乎不变, 随 p 增大 S 不断提高至 10 mm 后趋向于平缓; 随 r_1 增大两磁测量相对误差 ME 幅度较小的变大, $p \geq 8$ mm 后两 ME 趋向于随 p 变大而几乎不变, t 造成

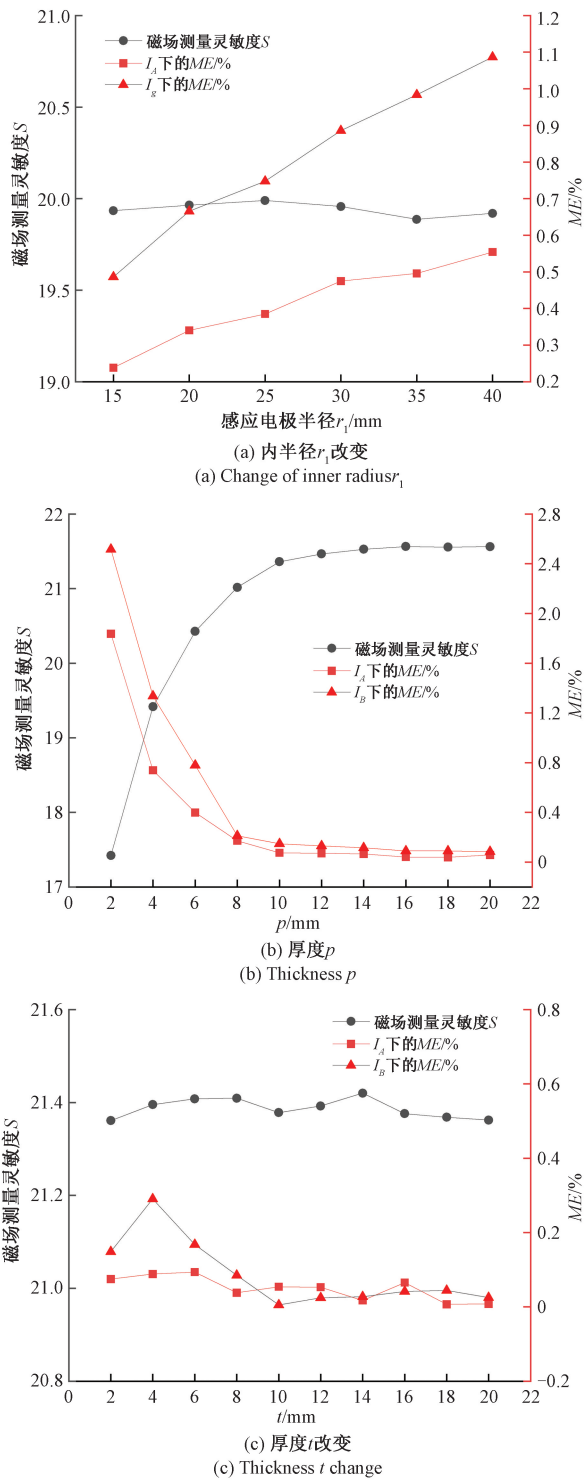


图 15 r_1 、 p 与 t 对 TMR 灵敏度与抗磁干扰性能的影响
Fig. 15 Effects of r_1 , p and t on TMR sensitivity and anti-magnetic interference performance

的 ME 在 8 mm 后变化很小。从而, 又综合考虑耐受电压情况后聚磁层内半径 r_1 确定为 15 mm, 考虑小型化需求后聚磁层厚度 p 确定为 10 mm, 衰减层厚度 t 确定为 8 mm。

基于上述优化设计后的电压与电流传感单元结构形状与参数, 从而设计调理电路板并形成一种基于配电网绝缘子的电压电流一体化传感器, 其整体传感系统架构设计如图 16 所示。

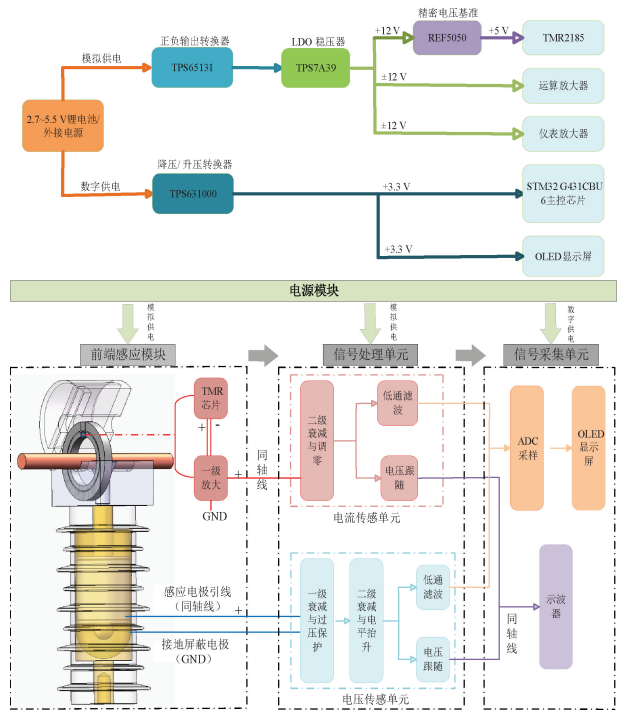


图 16 电压电流一体化传感系统架构
Fig. 16 Schematic diagram of voltage-current the integrated sensing system architecture

3 实验测试与结果分析

3.1 电压测量的工频稳态特性试验

搭建如图 17 所示的测试平台, 首先, 待测配电线的电压通过 0~300 V 有效值可调的隔离调压器生成, 通过输出与输入的变比为 250 和输出电压最大有效值为 50 kV 的干式变压器进行放大; 然后, 感应信号输出至硬件电路板, 处理后既有 SDS2502X Plus 型示波器采集显示, 也有单片机 ADC 采集显示至 OLED 屏幕; 另外, 采用 1 000 分压比和带宽达 75 MHz 的 TekP6015A 型高压探头作为基准测量与对比工具; 最终测试一体化传感样机在工频下电压测量的灵敏度、线性度、精度和线性范围。

首先, 不接标号 8 的干扰线时, 记录工频稳态下的有效值数据: 示波器采集的高压探头所测输入电压 U_i 与一体化传感样机的输出电压 U_{o1} 、OLED 屏幕显示的传感样机输出电压 U_{o2} , 如表 4 所示。

两种不同采集输出下的拟合曲线如图 18 所示。

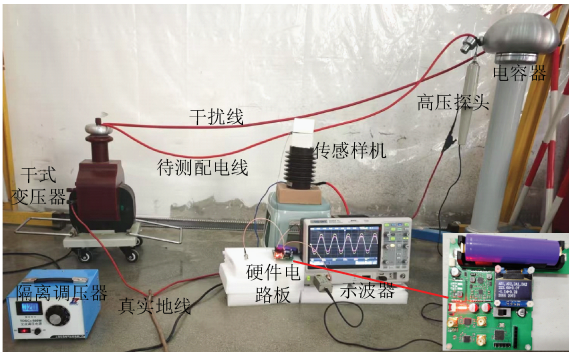


图 17 电压测量的稳态实验平台

Fig. 17 Steady-state experimental platform for voltage measurements

表 4 电压测量实验数据

Table 4 Experimental data of voltage measurement				
U_i/V	U_{o1}/V	U_{o2}/V	$\varepsilon_1/\%$	$\varepsilon_2/\%$
970.17	0.100 6	0.101 1	1.13	1.49
2 015.00	0.209 3	0.210 3	1.30	1.64
3 071.00	0.318 4	0.320 9	1.11	1.76
3 997.00	0.414 0	0.415 9	1.01	1.34
4 985.00	0.515 8	0.517 9	0.91	1.18
5 986.00	0.618 7	0.620 9	0.80	1.02
7 007.00	0.723 4	0.725 7	0.69	0.86
8 014.00	0.826 5	0.828 9	0.58	0.73
9 052.00	0.932 7	0.935 2	0.49	0.62
10 057.00	1.035 2	1.037 8	0.38	0.50
11 063.00	1.137 8	1.140 5	0.30	0.40
12 002.00	1.233 6	1.236 3	0.24	0.32
12 971.00	1.333 1	1.335 5	0.23	0.27
14 017.00	1.439 1	1.442 6	0.13	0.23

数值拟合方程为:

$$U_{o1} = 1.025\ 35 \times 10^{-4} U_i + 0.003\ 63 \tag{7}$$

$$U_{o2} = 1.026\ 79 \times 10^{-4} U_i + 0.004\ 78 \tag{8}$$

从而得到电压测量时示波器和单片机采集下的一体化传感样机分压比分别为 $K_1=9\ 752.76$ 与 $K_2=9\ 739.09$, 由相对误差公式式(9)得出表 4 中的 ε_1 和 ε_2 。

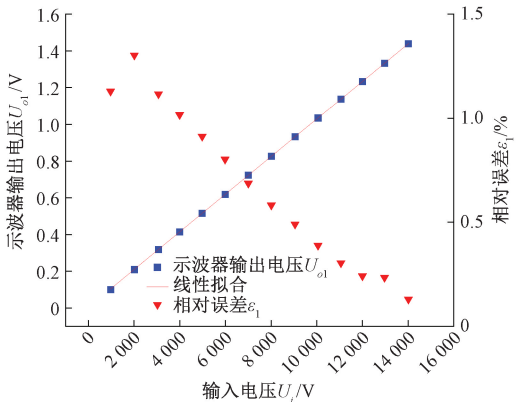
$$\varepsilon = \frac{KU_o - U_i}{U_i} \times 100\% \tag{9}$$

测试范围内结果表明:一体化传感样机的电压测量线性度良好;输出的有效值最大相对误差为 1.49%,精度良好;灵敏度值 1.025 35 下可理论推出其线性范围幅值为 20 kV。

然后,当加上标号 8 的干扰线时,测试了工频 10 kV 输入与干扰并存时的输出,示波器波形如图 19,其相位差较小,代入分压比 K_1 计算得到其 ε_1 为 1.41%,说明具备一定的电场抗干扰能力。

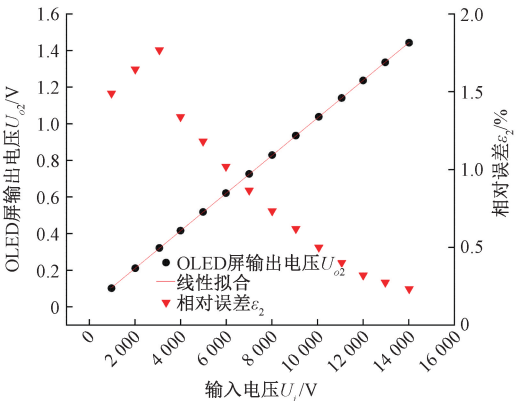
3.2 电压测量的频率响应试验

搭建如图 20 的稳态频率响应试验平台,使用 Aigtek



(a) 示波器采集输出

(a) Oscilloscope acquisition output



(b) 单片机采集输出

(b) MCU acquisition output

图 18 电压测量的线性度与精度

Fig. 18 Linearity and accuracy of voltage measurement

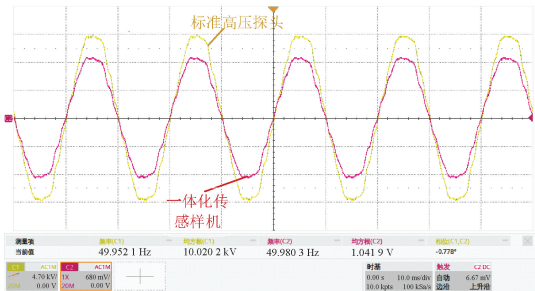


图 19 10 kV 输入与干扰并存时的波形

Fig. 19 Waveform under coexistence of 10 kV input and interference

ATA-7050 型和 Aigtek ATA-68101 型的两款高压放大器来分别检测 50 Hz~4 kHz 与 4~30 kHz 两个范围的带宽, 由于两者的最大输出电压 10 kV_{p-p} 经 K_1 的分压比衰减后信号较小,故减少电压模块里一级衰减电路中的一个贴片分压电容,从而降低分压比以提高此实验中示波器采集的信号质量。

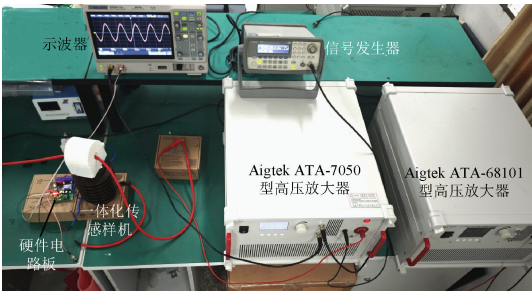
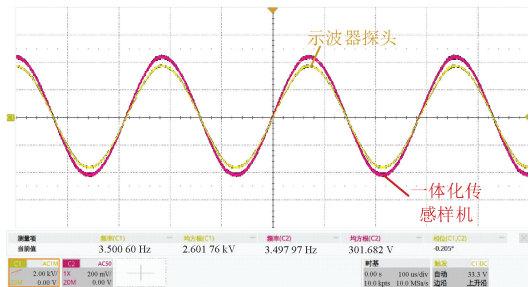


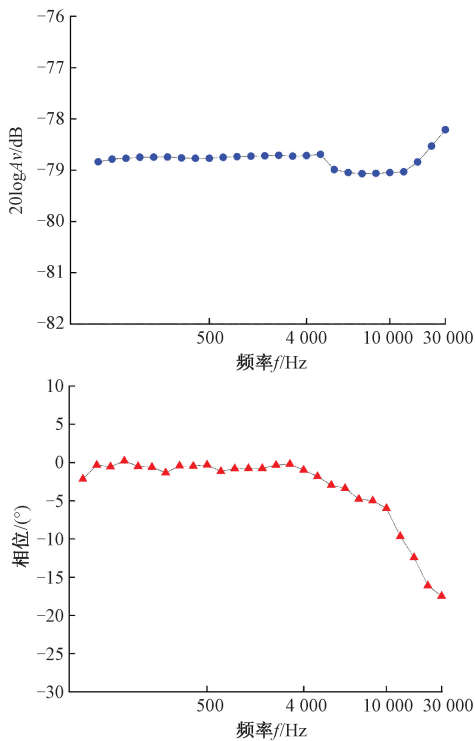
图 20 频率响应试验平台

Fig. 20 Experimental platform for frequency response

相位最小的 3.5 kHz 的示波器波形如图 21(a) 所示, 频率响应特性如图 21(b) 所示, 看出该实验平台下一体化传感器样机的对数增益较稳定, 其低频相位误差明显较小, 50 Hz~30 kHz 扫频范围内频率特性良好。



(a) 3.5 kHz 的示波器波形
(a) Oscilloscope waveforms of 3.5 kHz



(b) 对数增益-频率与相频曲线
(b) Logarithmic gain frequency and phase frequency curves

图 21 频率响应试验波形与特性曲线

Fig. 21 Frequency response test waveforms and characteristic curve

3.3 电流测量的工频稳态与频率特性试验

搭建如图 22 所示的测试平台, 输出电流在 0~200 A 可调的恒流发生器与待测配电线形成回路从而输出电流; 另外, 采用 1/10 增益和最大有效值电流为 65 A 的 PEARSON CURRENT MONITOR 110 型电流探头作为 1~50 A 电流测试的基准工具来进行精确标定, 最终测试一体化传感样机在工频稳态下电流测量的灵敏度、线性度、精度和动态范围。

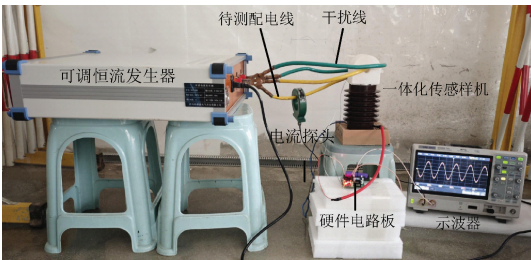


图 22 电流测量的稳态实验平台

Fig. 22 Steady-state experimental platform for current measurement

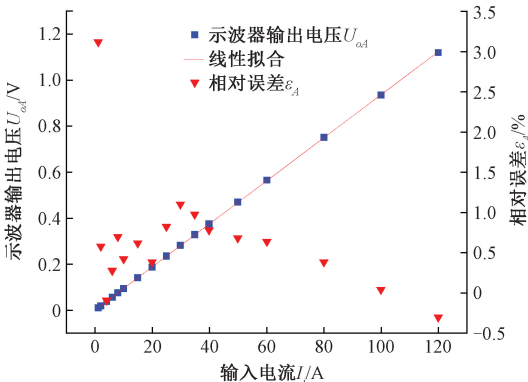
首先, 不接标号 3 的干扰线时, 记录工频稳态下的有效值数据: 输入电流 I_i 与示波器采集的一体化传感样机的输出电压 U_{oA} 、OLED 屏幕采集下的传感样机输出电压 U_{oB} , 如表 5 所示。

表 5 电流测量实验数据

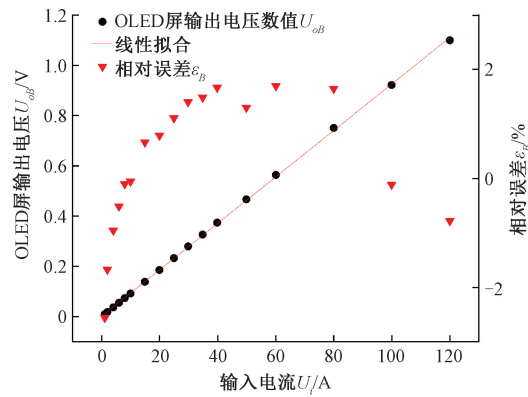
Table 5 Experimental data of current measurement

I_i/A	U_{oA}/V	U_{oB}/V	$\varepsilon_A/\%$	$\varepsilon_B/\%$
1.143	0.011 03	0.010 28	3.117 0	-2.558 0
2.023	0.019 04	0.018 36	0.579 0	-1.673 0
4.067	0.038 03	0.037 18	-0.092 0	-0.955 0
6.019	0.056 49	0.055 27	0.277 0	-0.514 0
8.003	0.075 43	0.073 79	0.698 0	-0.105 0
9.998	0.093 97	0.092 23	0.423 0	-0.056 2
14.957	0.140 86	0.138 97	0.618 0	0.664 0
19.962	0.187 56	0.185 70	0.384 0	0.787 0
24.973	0.235 67	0.233 05	0.823 0	1.105 0
29.835	0.282 33	0.279 24	1.101 0	1.402 0
34.843	0.329 31	0.326 38	0.976 0	1.485 0
39.860	0.376 00	0.374 05	0.780 0	1.669 0
49.915	0.470 40	0.466 70	0.682 0	1.298 0
60.070	0.565 84	0.563 86	0.637 0	1.697 0
80.000	0.751 68	0.750 56	0.384 0	1.646 0
90.960	0.936 02	0.921 57	0.042 1	-0.115 0
120.020	1.120 00	1.099 13	-0.301 0	-0.781 0

从而两种不同采集输出下的拟合曲线如图 23 所示。



(a) 示波器采集输出
(a) Oscilloscope acquisition output



(b) 单片机采集输出
(b) MCU acquisition output

图 23 电流测量的线性度与精度

Fig. 23 Linearity and accuracy of current measurement

数值拟合方程为：

$$U_{oA} = 0.009\ 36I_i + 0.001\ 38 \quad (10)$$

$$U_{oB} = 0.009\ 23I_i + 0.001\ 96 \quad (11)$$

由式(10)~(11)得出电流测量时示波器和单片机采集下的一体化传感样机灵敏度分别为 $K_A = 0.009\ 36\ \text{V/A}$ 与 $K_B = 0.009\ 23\ \text{V/A}$,表 5 中列出了 2 种采集下的相对误差 ε_A 和 ε_B 。

测试范围内结果表明:一体化传感样机电流测量的线性度良好;最大相对误差为 1 A 较小电流时的 3.117%,2 A 及以上示波器采集下误差在 1.2% 以内,测量精度良好;灵敏度 K_A 下推测其线性范围幅值理论上达到 267 A。

然后,加上标号 3 的同型号干扰线时,波形如图 24 所示,利用灵敏度 K_A 反演计算得到几乎同幅值与同频干扰下的电流测量相对误差为 -1.129%,磁环具备可观的抗磁干扰能力。

其次,利用信号发生器与最大输出电流有效值为

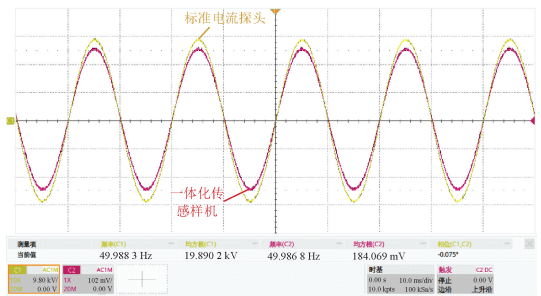


图 24 存在干扰线时的示波器采集波形

Fig. 24 Oscillograph waveform under interference conditions

4 A 的 Aigtek ATA-4014 功率放大器得出频响特性如图 25 所示,其对数增益在 50~10 kHz 以内比较稳定。

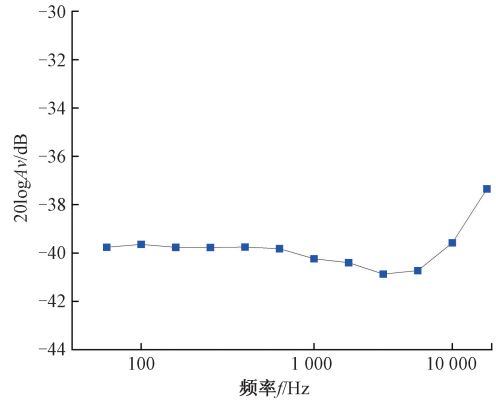


图 25 对数增益-频率曲线

Fig. 25 Logarithmic gain-frequency curve

4 结 论

针对传统电压电流分离测量、一二次融合后绝缘子内部安全性、电压测量增益难以确定和 TMR 电流测量抗干扰的局限,提出一种基于电场耦合与 TMR 磁传感的绝缘子电压电流一体化传感器,以实现绝缘子的安全使用和高集成度电压电流测量。

仿真结果表明,该绝缘子内嵌电压传感单元各结构参数的仿真优化方法实现了绝缘子内部电场均匀化与最大电场模最小化;两级磁环结构的优化提升了磁场均匀度、磁测量灵敏度和抗磁干扰能力。

实验结果表明,电压电流一体化传感样机在 1~14 kV 的工频电压测试范围内,输出的有效值最大相对误差为 1.49%;10 kV 输入与干扰并存时相对误差为 1.41%,具备良好电场抗干扰能力;50 Hz~30 kHz 扫频范围内频率特性良好。1~120 A 的工频电流测试范围内,2 A 及以上示波器采集下的误差在 1.2% 以内;20 A 输入

与干扰并存下的电流测量相对误差为 -1.129% ,具备较好抗磁干扰能力;其对数增益在 $50\sim 10\text{ kHz}$ 比较稳定。电压测量精度在市售Fluke T6-1000电气测试仪的 $\pm 3\%$ 误差以内,电流测量精度在项目要求误差 $\pm 2\%$ 以内,均满足精度指标等要求。

但仍需进一步研究:寻求实验条件验证绝缘子内部融入电压传感单元后的局部放电情况、安全性能与温湿度影响;针对高导电层涡流效应的高频屏蔽效果进行仿真与寻找实验条件研究验证;电路上可针对电压测量的一级衰减电路与电流测量的仪器放大器,设计控制开关实现多量程控制从而提升自适应性。

参考文献

- [1] 赵伟,赵成,李世松,等.对有关电能计量若干问题的思考[J].电测与仪表,2024,61(1):1-7.
ZHAO W, ZHAO CH, LI SH S, et al. Considerations on several questions concerning electric energy measurement[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2024, 61(1):1-7.
- [2] MOHSEN T, MEHDI A, SANDEEP B, et al. Study of the impact of switching transient overvoltages on ferroresonance of CCVT in series and shunt compensated power systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(8):5032-5041.
- [3] ZHANG X, DU M X, WANG Y X, et al. Research on power grid fault diagnosis based on a quantitative representation of alarm information[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9):9582-9592.
- [4] 朱俊宇,曾春平,索春光,等.基于遗传算法的三相四芯电缆相电流重构方法[J].仪器仪表学报,2024,45(4):307-316.
ZHU J Y, ZENG CH P, SUO CH G, et al. A phase current reconstruction method of three-phase four-core power cable based on genetic algorithm[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(4):307-316.
- [5] FAN SH CH, ZHANG F Y, QU Y F. The collaborative development of sensors and artificial intelligence[J]. Instrumentation, 2025, 12(1):1-10.
- [6] 黄令忠,侯玉.一二次融合三相智能电流电压一体化传感器的监测优化[J].电工技术,2023(10):22-24.
HUANG L ZH, HOU Y. Monitoring optimization of primary and secondary fusion three-phase intelligent current and voltage integrated sensor[J]. Electric Engineering, 2023(10):22-24.
- [7] LE J, ZHANG H, GAO CH, et al. Harmonic voltage measurement error of the capacitor voltage transformer[J]. Plos One, 2018, 13(11):0205231.
- [8] 张博,宋佳佳.一种新型高压输电线路电量参数测量装置的研究与设计[J].自动化技术与应用,2016,35(4):65-70,117.
ZHANG B, SONG J J. Research and design on a new measurement device of electrical parameter of high voltage transmission lines[J]. Techniques of Automation and Applications, 2016, 35(4):65-70, 117.
- [9] 黄继盛,刘红文,唐钊,等.基于绝缘子内置电容分压的配电线路故障检测技术研究[J].电瓷避雷器,2023(3):205-212.
HUANG J SH, LIU H W, TANG ZH, et al. Fault detection technology of distribution line based on built-in capacitor voltage divider inside insulator[J]. Insulators and Surge Arresters, 2023(3):205-212.
- [10] 何为,罗睿希,汪金刚,等.自积分式D-dot电压互感器原理及试验研究[J].中国电机工程学报,2014,34(15):2445-2451.
HE W, LUO R X, WANG J G, et al. Principles and experiments of voltage transformer based on self-integrating D-dot probe[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15):2445-2451.
- [11] 刘刚,王秀茹,凌万水,等.一种10 kV电压等级非接触式电压互感器研究[J].电力科学与技术学报,2023,38(3):197-204.
LIU G, WANG X R, LING W SH, et al. Research on a 10 kV voltage level contactless voltage transformer[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(3):197-204.
- [12] EDMUNDS J L, SONMEZOGLU S, MARTENS J, et al. Optical voltage sensor based on a piezoelectric thin film for grid applications[J]. Optics Express, 2021, 29(21):33716-33727.
- [13] SUO CH G, HE M X, ZHOU G Q, et al. Research on non-invasive floating ground voltage measurement and calibration method[J]. Electronics, 2023, 12(8):1858.
- [14] TAN X Y, ZHANG W B, HE M X, et al. Non-contact adaptive voltage sensor based on electric field coupling principle[J]. Sensors, 2023, 23(19):8316.
- [15] 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.
HUAN 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.
- [16] 张哲璇,陈柏超,田翠华,等.基于混合铁心的新型电流互感器研究[J].电子测量与仪器学报,2024,

38(1):9-24.

ZHANG ZH X, CHEN B CH, TIAN C H, et al. Research on a novel current transformer based on composite core[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(1):9-24.

- [17] 夏瑞泽, 冯卓明, 王永康, 等. 基于数字检测的磁通门电流传感器[J]. 仪表技术与传感器, 2024(9):1-4, 12.

XIA R Z, FENG ZH M, WANG Y K, et al. Fluxgate current sensor based on digital detection[J]. Instrument Technique and Sensor, 2024(9):1-4, 12.

- [18] NAIR S B, SREEKANTAN A C, KAARTHIK R S. An improved digitizing interface circuit for wide-range current-output sensors[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72:3241064.

- [19] CRESCENTINI, M, MARCHESI, et al. A broadband, on-chip sensor based on hall effect for current measurements in smart power circuits[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2018, 67(6):1470-1485.

- [20] YAN SH H, ZHOU Z T, YANG Y D, et al. Developments and applications of tunneling magnetoresistance sensors[J]. Tsinghua Science and Technology, 2022, 27(3):443-454.

- [21] 胡军, 王博, 盛新富, 等. 基于隧穿磁阻效应的宽频微小量程电流传感器设计及噪声分析[J]. 高电压技术, 2020, 46:2545-2553.

HU J, WANG B, SHENG X F, et al. Design and noise analysis of weak current sensor with broadband based on tunneling magnetoresistance effect [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46:2545-2553.

- [22] KHAWAJA A H, HUANG Q, CHEN Y F. A novel method for wide range electric current measurement in gas-insulated switchgears with shielded magnetic measurements[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68(12):4712-4722.

- [23] YU J CH, LONG ZH ZH, LIANG S Y, et al. Optimal design of dual air-gap closed-loop TMR current sensor based on minimum magnetic field uniformity coefficient[J]. Scientific Reports, 2023, 13(1):239.

- [24] HU X X, DUAN X T, ZHANG W, et al. Design and optimization of multi-stage TMR sensors for power equipment AC/DC leakage current detection[J]. Sensors, 2023, 23(10):4749.

- [25] 全国高电压试验技术和绝缘配合标准化技术委员会 (SAC/TC 163). 绝缘配合:第1部分 定义、原则和规则:GB/T 311.1—2012[S]. 北京:中国标准出版社, 2012.

High voltage testing techniques and insulation coordination (SAC/TC 163). Insulation co-ordination: Part 1 definitions, principles and rules: GB/T 311.1—2012[S]. Beijing: Standards Press of China, 2012.

作者简介



宴方方, 2022 年于昆明学院获得学士学位, 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与电流测量。

E-mail:1623284653@qq.com

Yan Fangfang received his B.Sc. degree from Kunming Institute in 2022. He is currently pursuing a master's degree at Kunming University of Science and Technology. His research interests include non-contact voltage and current measurement.



索春光 (通信作者), 2008 年于哈尔滨工业大学获得博士学位, 现为昆明理工大学教授, 主要研究方向为智能微电网, MEMS 微能源, MEMS 传感器与执行器等。

E-mail:suochunguang@126.com

Suo Chunguang (Corresponding author) received her Ph.D degree from Harbin Institute of Technology in 2008. She is currently a professor at Kunming University of Science and Technology. Her main research interests include smart microgrids, MEMS micro energy systems, and MEMS sensors and actuators, etc.



张文斌, 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 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, as well as intelligent sensor and information processing etc.

朱俊宇, 2024 年于昆明理工大学获得硕士学位, 现为重庆大学博士研究生, 主要研究方向为电磁测量。

E-mail:zhu.junyu@outlook.com



Zhu Junyu received his M.Sc. degree from Kunming University of Science and Technology in 2024. Now he is currently pursuing a Ph.D degree at Chongqing University. His main research interests is electromagnetic measurement.