

基于自校准技术的高精度交直流钳形表设计

朱才溢, 罗颖, 胡涵, 王露

湖南省计量检测研究院, 长沙 410014



【摘要】 为解决新能源发电换电并网以及非线性负载给交流供电系统带来直流分量, 致使工作中钳形电流表失准、失效甚至损毁的问题, 分析了传统交流钳形表适用性的劣势, 设计了一款基于霍尔元件直流补偿和自校准技术的现场校验用交直流钳形电流表。进行了测量不确定度评定, 量程内选择的所有交直流校准点相对测量不确定度优于 0.2%, 样机准确度等级优于 0.5 级。与传统交流钳形表进行了交直流测量比较的观察测试试验, 表明设计的钳形表可实现交直流测量, 符合设计预期, 其代表技术具有广泛推广价值。

【关键词】 新能源; 并网; 交直流钳形电流表; 霍尔元件; 直流补偿; 自校准

DOI: 10.12338/j.issn.2096-9015.2021.0049

【引用本文】 朱才溢, 罗颖, 胡涵, 等. 基于自校准技术的高精度交直流钳形表设计 [J]. 计量科学与技术, 2022, 66(1): 32-40, 64.

Design of a High-Precision AC/DC Clamp Ammeter Based on a Self-Calibration Technique

ZHU Caiyi, LUO Ying, HU Han, WANG Lu

Hunan Institute of Metrology and Test, Changsha 410014, China

【Abstract】 In order to solve the problems of misalignment, failure and even damage of clamp ammeters in operation due to that the new energy power generation, grid connection and nonlinear load bring DC components to the AC power supply system, the disadvantages and applicability of traditional AC clamp ammeters were analyzed, and an AC/DC clamp ammeter for field calibration based on the Hall component DC compensation and a self-calibration technique was designed. The extended measurement uncertainty was evaluated. The relative uncertainty at all the selected AC/DC calibration points was within the range of 0.2% and the accuracy grade of the prototype was equal to and even better than 0.5 grades. The prototype was compared with traditional AC clamp ammeters through a test experiment. The results of the experiment indicated the capability of the designed clamp ammeter to make AC/DC measurement, which met the design requirements and showed its potential for application.

【Key words】 new energy, grid connection, AC/DC clamp ammeter, hall component, DC compensation, self-calibration

0 引言

随着科技进步与经济发展, 电能需求量逐年提升, 各类风力、光伏、氢能、地热、海洋能、生物质能等新能源的发电换电与并网^[1-4], 加之直流电能的研究应用^[5-6], 给目前仍占据普遍能源供给侧主导地位的传统交流供电系统带来了空前的挑战与升级改造需求, 促使交流供电系统不断向着庞大化、

复杂化、兼容化的特征方向发展。新能源换电并网, 再加上交流供用电系统链条中其他种类换流整流设备及电路的挂网应用, 例如半导体整流器、晶闸管调压器、炼钢电弧炉、高频照明设备、电机调速电路、空调调频变频电路等, 导致电网上非线性负荷日益增多。这些非线性负荷设备及电路将产生大量谐波畸变等电能质量污染问题^[7], 其中就包括负载电流中产生的直流分量。

基金项目: 国家重点研发计划重大科学仪器设备开发专项(2016YFF0102406)。

作者简介: 朱才溢(1987-), 湖南省计量检测研究院工程师, 研究方向: 电能计量、电子与电气、测控技术与仪器, 邮箱: zhucayiyi250@126.com。

传统钳形电流表(电流互感器)是使用最为广泛的基础性用电监测与校验设备^[8],但是长期使用过程中也逐渐暴露出其在某些场合测量失准甚至功能失效问题^[9-10]。例如在利用其对交流电能表进行现场校验时,负载中存在的直流分量产生的直流磁通将全部用于励磁,并且缺乏反向磁通抵消作用,就有可能削减互感器二次侧电流互感能力,必然引起测量失准,甚至导致钳形表铁芯进入磁滞饱和区域,感应电流无限接近零值,互感器功能失效甚至损毁^[11]。结合实际工作经验,当我们在某些安装了大功率整流装置的用户电能表用普通钳形表进行现场校验时,钳形表进行电流采样的现场测量值与电能表的实时显示记录值之间误差目测竟可高达 50%。实验室进行大功率整流装置模拟试验可重现现场校准时出现的问题,而当大功率整流装置停止使用后,电能表的误差指标便立即回归正常区间。以上工作经验说明用户电能表显示的用电量和实际使用量的一致性得不到计量保障,国家蒙受着巨大的隐形经济损失。

为了在存在直流分量情况下仍能既经济又准确现场校验在用电能表,本文拟设计一款基于霍尔元件直流检测与补偿功能技术改进后的交直流钳形电流表,同时采用自校正技术优化,提高样机的测量准确度、可靠性和稳定性。样机经计量校准与测量不确定分析,证明其精度等级可达 0.5 级,通过观察测试试验的情况,表明其具备大功率整流设备等情况下的在用电能表现场校验能力。此设计方案的研究有助于保障新时代用电监测与现场校验等工作下计量性能的准确可靠,具有显著的社会效益和经济效益。

1 传统钳形电流表问题分析

钳形电流表基于电流传感原理,本质上是一种电流互感器或者由其组成。传统的电流互感器结构原理图如图 1 所示。

为了便于理解与分析,将传统电流互感器简化为图 2 所示的等效电路图。假设电流互感器比值为 1 : 1,互感器测量电路由 L_1 (电流互感器励磁电感)与 R_1 (电流互感器负载折算到输入侧的等效电阻)组成。 i_1 为互感器一次侧被测电流, i_2 为互感器二次侧输出电流, i_3 为互感器励磁所损失的电流(或称电感电流)。

由图 2 分析,正常情况下电感电势差 $u_i(t)$ 满足式(1)。

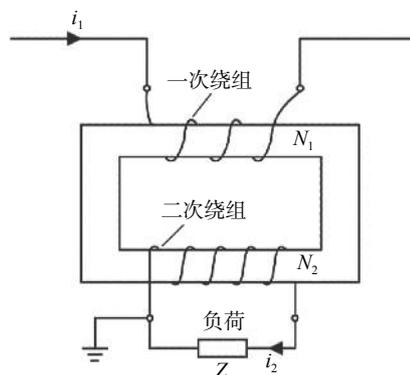


图 1 传统电流互感器结构原理图
Fig.1 Schematic diagram of a traditional current transformer

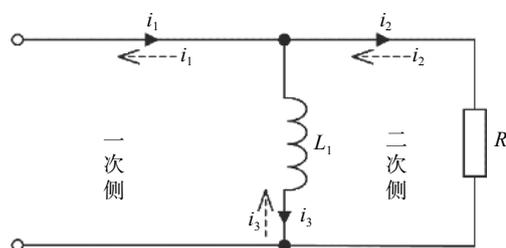


图 2 传统电流互感器等效电路图
Fig.2 Equivalent circuit diagram of a traditional current transformer

$$u_i(t) = L_1 \cdot \left(\frac{d}{dt} i_3(t) \right) \tag{1}$$

式中, $i_3(t)$ 为励磁电感电流。

电流互感器二次侧线圈绕组产生的输出电流 $i_2(t)$ 为式(2)。

$$i_2(t) = \frac{u_i(t)}{R_1} \tag{2}$$

根据基尔霍夫定理,满足式(3)。

$$i_1(t) = i_2(t) + i_3(t) \tag{3}$$

式中, $i_1(t)$ 为互感器一次侧被测电流。

综合上述三式,可得式(4)。

$$i_1(t) = \frac{L_1}{R_1} \cdot \frac{d}{dt} i_3(t) + i_3(t) \tag{4}$$

假设当输入电流仅为恒定直流电流 i_{DC} (即 $i_1(t) = i_{DC}$)时,式(4)另写为式(5)。

$$\frac{d}{dt} i_3(t) + \frac{R_1}{L_1} \cdot i_3(t) = \frac{R_1}{L_1} \cdot i_{DC} \tag{5}$$

求解微分方程得式(6)。

$$i_3(t) = -i_{DC} \cdot e^{-\frac{R_1}{L_1} t} + i_{DC} \tag{6}$$

为了方便显示,假设恒定直流电流 $i_{DC} = 1A$, 等

效电阻 R_1 与励磁电感 L_1 按照(0.1Ω, 350 μH)、(0.35Ω, 350 μH)、(0.1Ω, 700 μH)三组分别取值代入公式(6), 励磁电感电流波形图如图3所示。

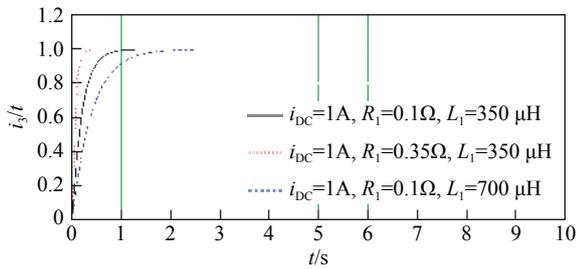


图3 励磁电感电流波形图
Fig.3 Current waveform diagram of magnetic inductance

如果更改恒定电流假设值, 同理可以得到相似图形。从图3可以看出, 励磁电感电流 $i_3(t)$ 在短暂时间内迅速上升, 并无限接近互感器一次侧输入的恒定直流电流 i_{DC} , 换句话说, 几乎所有直流电流全部流过电感。由安培环路定理可得式(7)。

$$B_{coil} = \frac{N_1 \cdot i_3(t) \cdot \mu_{coil}}{l_{coil}} \quad (7)$$

式中, B_{coil} 为铁芯上的磁感应强度; N_1 为电流互感器一次绕组匝数; μ_{coil} 为铁芯的磁导率; l_{coil} 为铁芯上的有效磁路径。

从式(7)可知, 铁芯上的磁感应强度正比于励磁电流, 假如直流电流足够大, 磁感应强度 B_{coil} 有可能接近甚至达到铁芯磁饱和, 励磁电感便接近为0H。

当励磁电感值接近0, 代入式(1), 电感电势差 $u_i(t) = 0V$, 再代入式(2), 可得 $i_2(t) = 0A$, 即互感器二次侧输出电流信号接近为0A。此极端情况下可解释为互感器一次绕组中的直流电流将全部用于励磁, 导致铁芯磁滞饱和, 互感器测量功能失效甚至仪器损毁。即使在非极端情况下, 互感器一次侧掺杂叠加输入的直流分量会增加直流磁通^[12], 但由于直流分量无法在二次侧产生电流, 从而无法产生反向磁通来抵消单边增加的磁通, 互感器的互感能力下降, 测量性能恶化, 互感器的副边电流不能正确反映原边电流的大小, 互感器的计量真实准确性无法保证。

2 直流检测与补偿技术方案

传统的电流互感器只能变换被测电流中的交流分量, 却无法变换其中直流分量, 从而既无法实现直流分量的检测, 也同时因直流分量的影响而无法准确测量交流分量。因此在实际现场校验复杂电流信号时, 直流分量单独而准确的计量尤为重要。基于霍尔效应的霍尔电流传感器的基本原理是, 当直流电流流经霍尔元件的电流端元件平面法线方向时, 可产生磁场效应转化为正比于输入直流电流大小的电动势。此外, 霍尔元件(霍尔传感器)还具备线性度优、稳定度佳、隔离度高等优势, 因此特别适合且已被广泛应用于直流测量。如图4所示为本文提出的基于霍尔元件直流补偿的交直流钳形电流表(电流互感器)的总体设计方案基本原理框图。

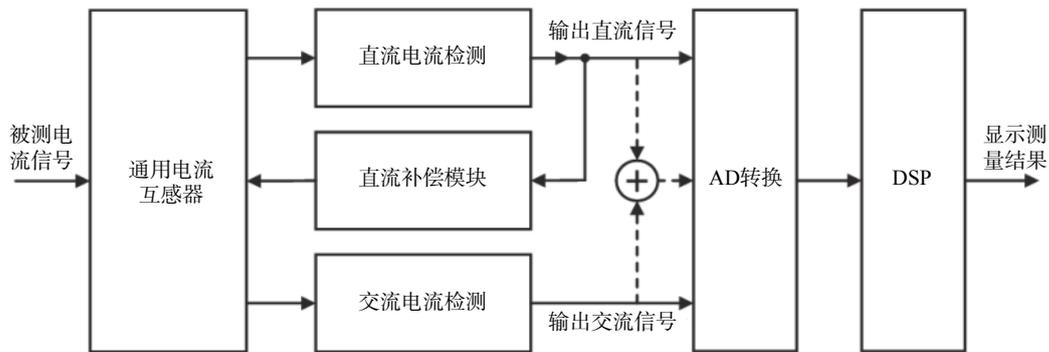


图4 交直流钳形电流表总体设计方案基本原理框图
Fig.4 Block diagram of the overall design of the AC-DC clamp ammeter

总体设计方案是在通用可测交流信号的电流互感器的电路基础上, 通过改造引入霍尔元件, 组成交直流检测电路(震荡直流检测电路), 准确获取负载中直流电流或直流分量的大小, 然后通过运算放大器搭建组成闭环电路, 可根据检测的直流电流信号

产生直流补偿驱动信号, 再通过功放运算放大器提供补偿给线圈直流电流“ $-i_3(t)$ ”, 给钳形电流表铁芯注入一个反向等量磁通, 规避了磁芯饱和风险, 使得钳形电流表内铁芯上的磁感应强度 B_{coil} 接近于0, 保证铁芯即时恢复到正常的工作状态, 从而确保采样

副边电流通过信号处理计算,能准确检测出原边电流的大小。因此原理上分析,改进后的钳形电流表应能实现交直流电流的独立准确检测。

原理框图中的交流检测模块用于检测通用电流互感器内的交流电流,原理本文不赘述;AD 转换模块用于将通过交流检测模块或优化设计后的交直流检测模块采样到的模拟信号转换为数字信号;DSP 模块通过精准同步算法对数字信号进行运算

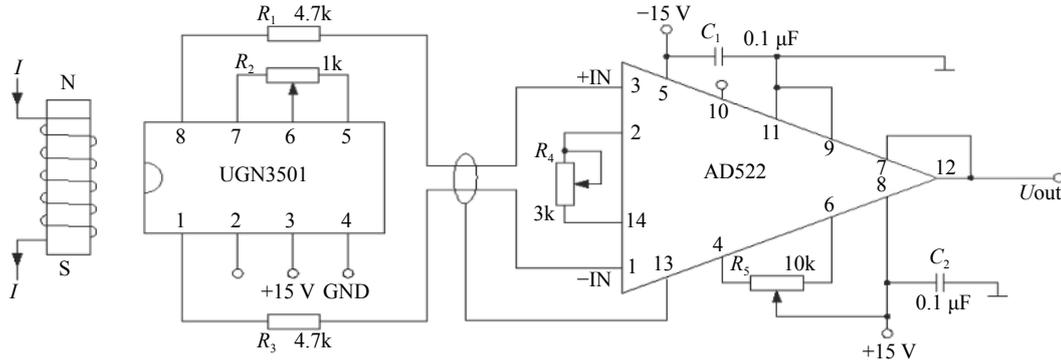


图 5 直流检测电路原理图

Fig.5 Schematic diagram of the DC detection circuit

图中 UGN3501 为霍尔传感器,查阅芯片手册,得知该芯片的输出电势差为:

$$U_{\text{hall}} = 7 \times 10^{-3} B_{(\text{coil:DC})} + 3.6 \quad (8)$$

式中, U_{hall} 为 UGN3501 芯片输出电势差; $B_{(\text{coil:DC})}$ 为被检测的由直流分量在铁芯中产生的磁感应强度。

类似参照公式(7)的安培环路定理,可将公式(8)改写如下:

$$U_{\text{hall}} = 7 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}}{l_{\text{coil}}} \right) \times I_{(\text{DC})} + 3.6 \quad (9)$$

式中, $I_{(\text{DC})}$ 为直流电流分量。

图中 AD522 为高精度数据采集仪表放大器。图中霍尔传感器的输出电势差作为该放大器的输入,根据其芯片手册,满足如下关系式:

$$U_{\text{out}} = \left(1 + \frac{200 \times 10^3}{R_4} \right) \cdot U_{\text{hall}} \quad (10)$$

式中, R_4 为图中所示可调电阻阻值。

将公式(9)代入公式(10)可得:

$$U_{\text{out}} = \left(1 + \frac{200 \times 10^3}{R_4} \right) \cdot \left[7 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}}{l_{\text{coil}}} \right) \times I_{(\text{DC})} + 3.6 \right] \quad (11)$$

此电路可以测得流经线圈的直流电流或直流分

及处理,计量分析各种电工参数。直流检测与直流补偿基本模块功能详细说明如下。

2.1 直流检测模块

直流检测模块由霍尔元件及其外围电路组成,用于检测流经通用电流互感器的直流电流大小,以便直流补偿模块产生一个和所测直流电流大小相同的直流电流,反向注入通用电流互感器,使通用电流互感器的磁链脱离饱和区域。原理图如图 5 所示。

量大小。此电路将采样的电流信号通过电路转换,输出为电压信号,此转换电压和实际测得的电流的关系可改为下式(12):

$$I_{(\text{DC})} = \left(\frac{R_4 \cdot I_{\text{coil}}}{R_4 + 1.4 \times 10^3 \cdot N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}} \right) \cdot U_{\text{out}} - \frac{3.6 \times 10^3 \cdot I_{\text{coil}}}{7 \cdot N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}} \quad (12)$$

令 $K_1 = \frac{R_4 \cdot I_{\text{coil}}}{R_4 + 1.4 \times 10^3 \cdot N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}}$, $K_2 = \frac{3.6 \times 10^3 \cdot I_{\text{coil}}}{7 \cdot N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}}$, 而 K_1 仅与材料材质、一次线圈匝数以及元器件 R_4 值有关,明显为常数,同理 K_2 也为常数。将上述公式简化为明显呈线性关系的公式(13):

$$I_{(\text{DC})} = K_1 \cdot U_{\text{out}} - K_2 \quad (13)$$

2.2 直流补偿模块

电流互感器在测无直流分量影响的交流信号时,根据楞次定律可知其线圈二次侧的感应磁通应与一次侧的产生的磁通值的大小相等,一次测的总磁通小部分用于励磁,其余用来抵消二次侧感应磁通的影响。

$$B_{\text{感应}} = \frac{N_1 \cdot \mu_{\text{coil}}}{l_{\text{coil}}} \cdot (I_{(\text{AC})} - I_{(\text{AC励磁})}) = \frac{N_2 \cdot \mu_{\text{coil}}}{l_{\text{coil}}} \cdot |I_{(\text{AC测1})}| \quad (14)$$

式中, $B_{\text{感应}}$ 为铁芯中用于感应的磁通; N_1 、 N_2 分别代表线圈一次测与二次侧匝数; $I_{(\text{AC})}$ 代表被测交流信

号; $I_{(AC励磁)}$ 代表一次侧用于励磁的电流; $I_{(AC测1)}$ 代表互感器二次侧感应电流。

电流互感器正常工作时, 二次侧阻抗应该很小(相当于短路运行), 可如果当式中 $I_{(AC测1)} = 0$ 时, 可推算出 $I_{(AC)} = I_{(AC励磁)}$, 则表明二次侧相当于开路, 一次侧电流全部用来励磁, 将在二次侧产生危险的高压, 甚至发生绝缘击穿事故, 对互感器或人员带来损伤风险, 这便是电流互感器输出端不能开路的原因。

由公式(14)可推导:

$$|I_{(AC测1)}| = \left(1 - \frac{I_{(AC励磁)}}{I_{(AC)}}\right) \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)} \quad (15)$$

式中, $I_{(AC励磁)}$ 相比于 $I_{(AC)}$ 为很小的量, 所以 $|I_{(AC测1)}| \approx \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)}$, 这便是测量原理。假如上述情况下输入电流中掺杂了直流分量 $I_{(DC)}$, 而其他电磁参量不变, 根据前文分析, 该分量会最终在电流互感器线圈一次侧全部用于励磁 ($I_{(DC励磁)} = I_{(DC)}$), 产生单向的直流励磁磁通满足以下公式:

$$\frac{N_1 \cdot \mu_{coil}}{l_{coil}} \cdot (I_{(AC)} - I_{(AC励磁)} - I_{(DC)}) = \frac{N_2 \cdot \mu_{coil}}{l_{coil}} \cdot |I_{(AC测2)}| \quad (16)$$

式中, $I_{(AC测2)}$ 代表有直流分量情况下本次中互感器二次侧的感应电流。

此时:

$$|I_{(AC测2)}| = \left(1 - \frac{I_{(AC励磁)} + I_{(DC)}}{I_{(AC)}}\right) \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)} \quad (17)$$

这种情况下由于 $I_{(DC)}$ 不可忽略, 故而 $|I_{(AC测2)}| \neq \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)}$, 测量值并不能准确反映交流分量。

直流补偿模块是由连接控制单元的直流信号发生单元与直流补偿线圈组成。为了使电流互感器不被直流分量影响, 需要由控制单元读取直流检测模块检测的直流值, 通过控制直流信号发生单元向直流补偿线圈注入一个反向等值的直流电流 ($I'_{(DC)} \approx -I_{(DC)}$), 给铁芯施加一个反向磁通, 抵消直流分量产生的磁通, 使通用电流互感器的磁链不要进入饱和区域, 基本恢复到完全无直流干扰情况下的工况, 以保障交流电流分量测量的准确可靠, 分析如下。

参照之前计算步骤, 可以得到:

$$|I_{(AC测3)}| = \left(1 - \frac{I_{(AC励磁)} + I_{(DC)} + I'_{(DC)}}{I_{(AC)}}\right) \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)} \quad (18)$$

式中, $I_{(AC测3)}$ 代表有直流分量且有直流补偿模块工作的情况下此次互感器二次侧的感应电流。

由于 $I_{(DC)} + I'_{(DC)} \approx 0$, 公式(18)约等于公式(15)等式的右边, 故 $|I_{(AC测3)}| \approx \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{(AC)}$ 。由此可见应用了直流补偿模块的电流互感器, 直流分量的影响作用几乎被完全补偿。实际过程中, 直流补偿线圈所补偿的直流电流是一个动态变量, 其大小是根据交直流检测电路检测到的实际线路中直流电流的大小而定的。直流补偿模块可以实时将直流检测模块检测的直流电流反向补偿到线圈中, 使电流互感器一直保持在正常测量交流信号的良好工况中。

3 交直流钳形表自校正方法

最常见的钳形电流表是一种运用电磁感应原理, 通过非接触方式钳口来进行电流测量的手持式测量仪表。因其具备操作便捷且安全的优势, 常应用于电力、交通、新能源等各个工业领域或科研计量机构的基础测量, 尤其是在高压测量电流的场合下优势明显。无需切断电路的测量方法避免了操作麻烦、公用电网断续用电困扰, 以及用电企业经济损失, 还同时规避了断开、重启电源时瞬态高压可能造成的仪器设备损坏甚至人员伤亡的高风险^[8,13]。但是其局限性在于, 在许多复杂场景的现场检测环境中难免受到被测电缆周边的电磁干扰、非线性负载本身的交直流掺杂信号、钳口加工工艺水平不足、钳口不洁、钳表自身老化等多种因素的影响, 测量准确度一般不高。长期以来市场上最常见的交直流钳形电流表准确度等级分为1级、3级和5级等几种, 更高准确度等级和更优稳定性的钳形电流表的市场占有率仍有很大的提升空间。

本文研究设计的现场校验用交直流钳形表在磁芯选材上采用微晶材料制作互感器铁芯, 设计上应用了前文所述的直流检测与直流补偿技术, 并采用了如下所述的基于自校正方法的高精度优化设计, 大幅提高了钳形电流表的测量准确度、可靠性和稳定性。在交直流量程 0 ~ 400A 的测量范围内, 测量准确度优于 0.5%, 长期稳定性优于 0.005%/年, 测量线性度优于 0.005%, 满足设计初衷。

钳形电流表自校正优化设计结构电路设计图如图 6 所示。

为了方便分析说明, 图 6 展示的仅是结构与电路设计示意图。从图中展示的结构来看, 设计的钳形电流表是由钳形互感器和包括自校正电路在内的辅助电路两部分组成。而实际上虚线框中表示的辅

助电路也可以整合为一个模块并嵌入安装到钳形互感器壳体中,并不受局限。图中的钳形互感器由壳体、壳体中铁芯、铁芯左半体部分设置的校正线圈、铁芯右半体部分设置的检测线圈以及控制钳口

分离的“X”形手柄构成,其中校正线圈的匝数与检测线圈的匝数相等,而其设置位置实际上也可以灵活多变的置于铁芯的各自同边半体上,同理图中只要可以进行等效变换的情况下皆可不受任何局限。

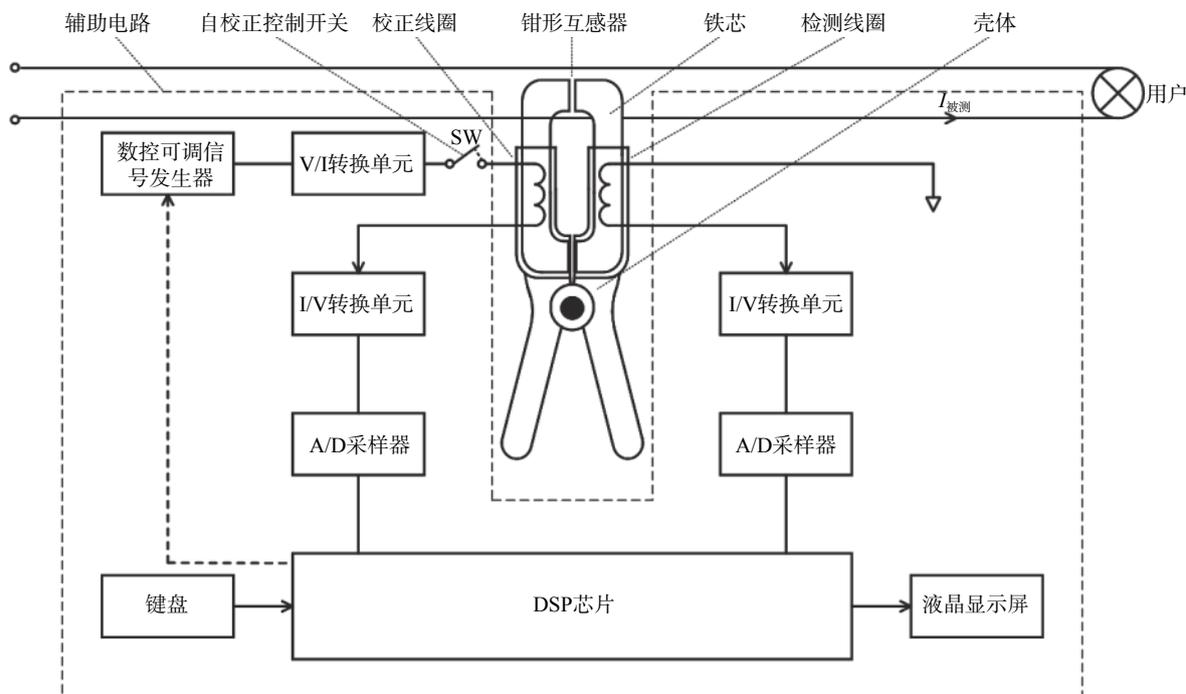


图 6 钳形电流表自校正优化设计结构电路设计图

Fig.6 Schematic diagram of the optimized circuit design of the self-calibrated clamped ammeter

钳形电流表自校正工作程序是指钳形电流表可选择在测试之前进行误差自校准、校正,其主要流程简述如下。

闭合“自校正控制开关(SW)”开启自校正功能,确保钳口内无被测电缆通过。由键盘输入控制 DSP 芯片(或 DSP 芯片自动反馈)命令数控可调信号发生器产生一个标准电压信号,经 V/I 转换单元转换为标准电流信号注入校正线圈,并在检测线圈中因等匝互感产生互感电流,标准电流与互感电流同时分别经 I/V 转换单元、A/D 采样器,再将采样结果输入 DSP 芯片进行比较计算,得出校正系数并重复有限 N 次以上流程计算出平均校正系数,存储至内部存储器,控制液晶显示屏显示“已经自校完成”。后期需要检测时可将测得结果乘以存储的校正系数进行自校正,从而提高测量准确度。

采用自校正优化设计的钳形电流表的优势在于:现有传统钳形电流表即使准确度尚可,也是其出厂时经过精密校正的结果。在实际各应用场合中,测试环境的影响以及钳形电流表自身的老化均会导

致其测量误差变大,另外传统钳形电流表使用一段时间后,钳口结合处极易发生变形、生锈,从而导致钳口闭合不紧密,造成磁回路受滞阻。而自校正优化设计后的钳形电流表可以对上述不利因素进行即时误差补偿,确保测量结果准确可靠。

断开“自校正控制开关(SW)”可以切断自校正支路并开启“测量模式”,控制手柄打开钳口,将被测电缆置于钳口中再重新闭合。此时被测电缆相当于单匝线圈,而被测电流 $I_{\text{被测}}$ 经检测线圈互感产生检测模式下的互感电流 $I_{\text{感应}}$,该互感电流经 I/V 转换单元、A/D 采样器,将采样结果输入至 DSP 芯片, DSP 芯片将采样值乘以检测之前存储的校正系数,对互感器测量误差做出即时修正。经过一系列数据处理过程,计算出相应的被测电流值并显示在液晶显示屏上。

4 样机校准与测量不确定度分析

依据 JJF1075-2015《钳形电流表校准规范》中定义的标准电流源法对本文设计的交直流钳形表进行

校准,将被测导线置于钳口几何中心位置,调节标准电流源,使被校表的示值直接与标准电流源的标准电流值进行比较^[14],校准原理框图如图 7 所示。

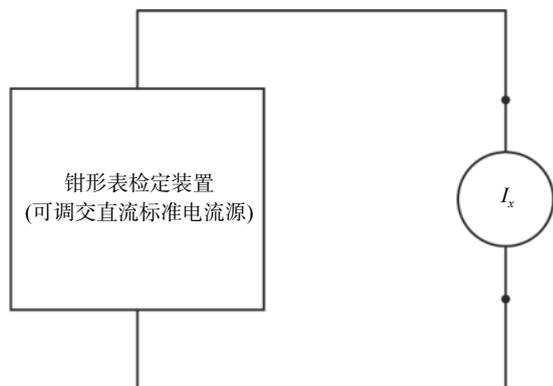


图 7 标准电流法钳形表校准原理图
Fig.7 Schematic of the standard current source-based calibration method for clamp ammeters

选用的计量标准为 0.02 级的 TD1050 钳形表检定装置,设计的交直流钳形电流表的量程为 40A/400A 两档。调整钳形表零位,将被测导线置于钳口近似几何中心位置,调节电流源按顺序指示在已选定的校准点,并记录在已选定校准点时标准电流源的标准电流实际值,计算示值误差的数学模型如下:

$$\Delta_I = I_x - I_0 \quad (19)$$

式中, Δ_I 为被校钳形表示值误差; I_x 为被校钳形表示值; I_0 为标准电流源输出标准电流实际值。

交直流钳形电流表的交流电流测量不确定度的评定示例如下。

(1) 校准测量不确定度分量的评定

① 被校表在交流电流测量时由测量重复性引入的标准不确定度 $u(I_{x1})$

以测量交流 40A 量程 8A 点和 400A 量程 380A 点为例,采用 A 类校准不确定度评定。

校准 8A 点时,标准电流源输出 8A,钳形表读取测量值,连续测量 10 次,得到的测量序列 8.03A、7.99A、8.02A、8.02A、8.00A、7.98A、8.01A、7.97A、8.03A、8.02A。根据贝塞尔公式:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \quad (20)$$

式中, S 为单次测量实验标准差; x_i 为测量序列中第 i 个测量值; \bar{x} 为测量平均值。计算得到 $S \approx 0.0211A$;

重复测量标准不确定度分量 $u(I_{x1}) = S / \sqrt{n} \approx 0.007A$ 。

校准 380A 点时,标准电流源输出 380A,钳形表读取测量值,连续测量 10 次,得到的测量序列 380.9A、381.2A、378.9A、381.3A、381.1A、380.5A、378.9A、381.2A、379.0A、380.8A。同理计算出 $S \approx 1.025A$, $u(I_{x1}) = S / \sqrt{n} \approx 0.324A$ 。

② 由被校表分辨率引入的标准不确定度 $u(I_{x2})$

被校钳形电流表在 40A 量程的分辨率为 0.01A,按照 GUM 法 B 类校准不确定度评定,符合均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,计算出 $u(I_{x2}) = 0.01/2\sqrt{3} \approx 0.003A$;统计计算出,当被校钳形电流表在 400A 量程的分辨率为 0.1A 时, $u(I_{x2}) = 0.1/2\sqrt{3} \approx 0.029A$ 。

③ 由标准装置引入的标准不确定度 $u(I_0)$

标准交直流电流源 TD1050 钳形表检定装置的准确度等级为 0.02 级,按照 GUM 法 B 类校准不确定度评定,符合均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,计算出 8A 校准点的测量不确定度分量 $u(I_0) = 0.02\% \times 8 / \sqrt{3} \approx 0.001A$;计算出 380A 校准点的测量不确定度分量 $u(I_0) = 0.02\% \times 380 / \sqrt{3} \approx 0.044A$ 。

(2) 合成标准不确定度的计算

以上分析的标准不确定度分量彼此独立,互不相关,合成标准不确定度可表示为:

$$u_c = \sqrt{u^2(I_{x1}) + u^2(I_{x2}) + u^2(I_0)} \quad (21)$$

计算出 8A 校准点时,

$$u_c = \sqrt{0.007^2 + 0.003^2 + 0.001^2} \approx 0.008A$$

计算出 380A 校准点时,

$$u_c = \sqrt{0.324^2 + 0.029^2 + 0.044^2} \approx 0.328A$$

(3) 扩展不确定度的计算

包含因子 $k=2$ 时计算扩展不确定度:

8A 校准点时, $U = u_c \times k \approx 0.016A$; 380A 校准点时, $U = u_c \times k \approx 0.656A$ 。

(4) 相对扩展不确定度的计算

8A 校准点时, $U_{rel} = (0.016/8) \times 100\% \approx 0.20\%$ 。

380A 校准点时, $U_{rel} = (0.656/380) \times 100\% \approx 0.17\%$ 。

根据 JJF1075-2015《钳形电流表校准规范》的规定,基本量程下限至上限均匀选取 5 个校准点,其余非基本量程只校准满量程的 95%。交流电流校准选取的各校准点的测量不确定度如表 1 所示。

同理进行直流电流校准的各选取校准点的测量不确定度如表 2 所示。

5 测试试验与观察分析

为了观察分析设计的交直流钳形表检测交流信

号、直流信号以及交直流混杂信号的检测效果,按图 8 所示布置了与传统交流钳形表比较的观察测试试验。

表 1 交流电流校准点测量不确定度一览表

Tab.1 Measurement uncertainty at selected AC current calibration points

校准点(A)	不确定度分量(A)			u_c (A)	U (A) ($k = 2$)	U_{rel}
	$u(I_{x_1})$	$u(I_{x_2})$	$u(I_0)$			
8	0.007	0.003	0.001	0.008	0.016	0.20%
16	0.013	0.003	0.002	0.013	0.027	0.17%
24	0.024	0.003	0.003	0.024	0.049	0.20%
32	0.025	0.003	0.004	0.025	0.051	0.16%
40	0.038	0.003	0.005	0.038	0.077	0.19%
380	0.324	0.029	0.044	0.328	0.656	0.17%

表 2 直流电流校准点测量不确定度一览表

Tab.2 Measurement uncertainty at selected DC current calibration points

校准点(A)	不确定度分量(A)			u_c (A)	U (A) ($k = 2$)	U_{rel}
	$u(I_{x_1})$	$u(I_{x_2})$	$u(I_0)$			
8	0.006	0.003	0.001	0.007	0.014	0.18%
16	0.011	0.003	0.002	0.012	0.023	0.14%
24	0.022	0.003	0.003	0.022	0.045	0.19%
32	0.024	0.003	0.004	0.025	0.049	0.15%
40	0.037	0.003	0.005	0.035	0.071	0.18%
380	0.324	0.029	0.044	0.328	0.656	0.17%

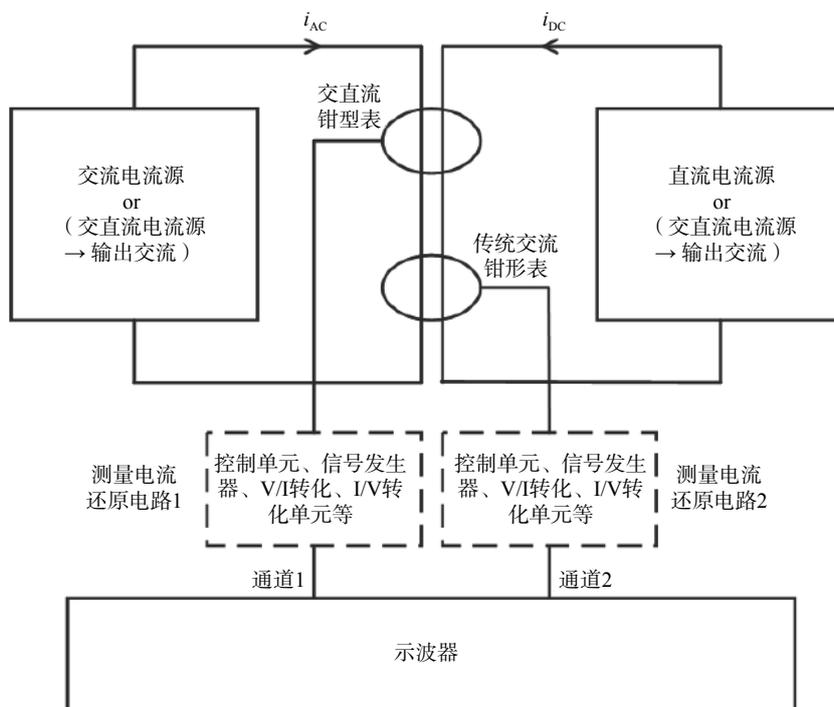


图 8 观察测试试验示意图

Fig.8 Schematic diagram of the test experiment

观察测试试验的实施步骤为:

第一步, 将交流电流源与直流电流源的回路导线同时置于交直流钳形表与传统交流钳形表分别的钳口几何中心;

第二步, 交流电流源提供稳定纯交流信号, 交直流钳形表与传统交流钳形表同时检测电流信号, 并各自通过测量还原电路, 连接示波器的通道 1 与通道 2, 显示波形进行观察;

第三步, 关闭交流电流源, 由直流电流源提供稳定纯直流信号, 交直流钳形表与传统交流钳形表同时检测电流信号, 并各自通过测量还原电路, 连接示波器的通道 1 与通道 2, 显示波形进行观察;

第四步, 交流电流源与直流电流源同时提供稳定交直流混杂信号(电流输出参数与之前步骤一致), 交直流钳形表与传统交流钳形表同时检测电流信号, 并各自通过测量还原电路, 连接示波器的通道 1 与通道 2, 显示波形进行观察。

观察测试试验过程中的波形显示情况如图 9 所示。

图 9(a)为试验选用的 EDS102CV-OWON 利利普数字示波器; 图 9(b)为纯交流测量比较图; 图 9(c)为纯直流测量比较图; 图 9(d)为交直流混杂测量比较图。图 9 中通道 1 显示的红色波形皆来源于交直流钳形表的测量波形, 通道 2 显示的黄色波形皆来源于传统交流钳形表的测量波形。

根据观察测试试验测试情况分析, 纯交流测量时, 两种钳形表皆能较好测量交流信号; 纯直流测量时, 交直流钳形表因嵌入基于霍尔效应的直流检测模块, 可以实现直流电流检测, 而传统钳形表无法检测直流信号; 交直流混杂测量时, 交直流钳形表可以实现检测, 观察实时波形特征可发现是交流波形因直流分量而上移(波形叠加)。传统钳形表测量波形仍然以零轴为基准线(无直流分量导致的上移现象), 检测到的交流分量(幅值)相较更小但不为 0, 有两个原因, 首先是因为直流分量感应励磁而削减互感交流电流, 其次是因为钳形表钳口间有气隙, 并不会完全闭合, 所以直流励磁也并不会使铁芯完全饱和^[15]。

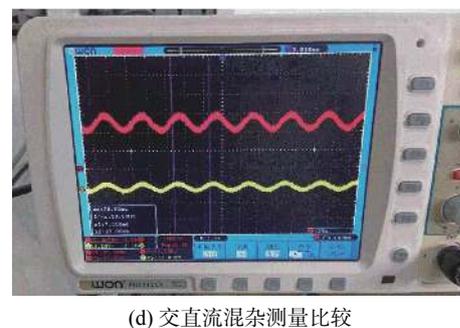
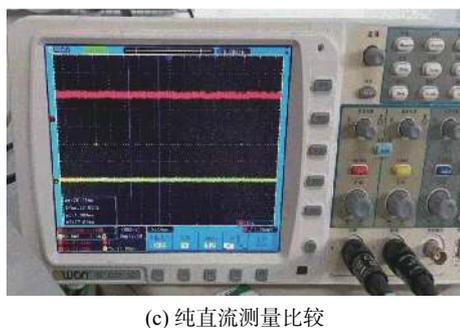
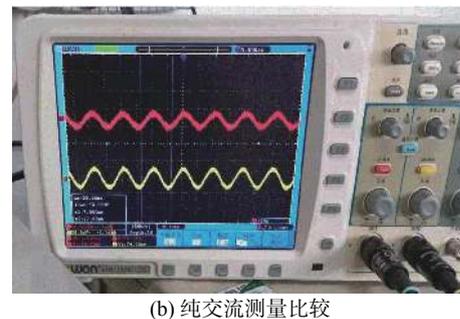
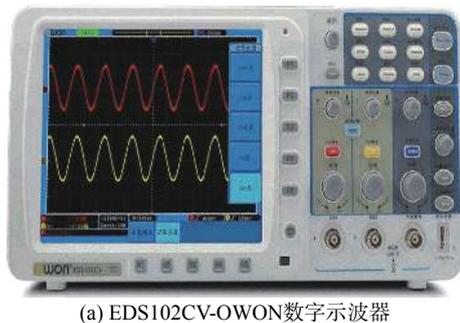


图 9 示波器显示图

Fig.9 Photos of oscilloscope display

6 结论

在当前新能源发电换电并网以及非线性负载冲击交流供电系统的时代背景下, 作为基础性用电监测与校验设备的钳形表在工作中可能因直流分量干

扰而失准、失效甚至损毁。本文设计了一款基于霍尔元件直流补偿和自校准技术的现场校验用高精度交直流钳形表, 进行了测量不确定度评定, 量程内所有交直流校准点测量不确定度优于 0.2%, 准确度等

(下转第 64 页)