引文格式：杨蕊麟，韩霞，程昱舒，等. 基于宽频比较仪的互感器校验仪研究[J]. 太原理工大学学报，2026，57(5)：1113-1120.
YANG Ruilin，HAN Xia，CHENG Yushu，et al. Broadband comparator-type transformer calibrator[J]. Journal of Taiyuan University of Technology，2026，57(5)：1113-1120.

基于宽频比较仪的互感器校验仪研究

杨蕊麟[1]，韩　霞[2]，程昱舒[2]，王　磊[1]，张雪瑞[2]，韩肖清[1]
（1. 太原理工大学 电气与动力工程学院，山西 太原；2. 国网山西省电力公司营销服务中心，山西 太原）

摘　要：**【目的】**针对当前航天、船舶领域等电源系统所面临的高频互感器检定难题，提出了一种宽频比较仪式互感器校验仪。**【方法】**在分析比较仪式互感器校验仪测量原理的基础上，研究了高精度数字指零仪，探讨了基于偏置电压检测的pA级微弱信号检测策略。采用选带傅里叶变换（ZoomFFT）算法实现特定频率信号处理，最后设计控制算法实现平衡电路的自动调节。**【结果】**结果表明：该装置经过实验验证，能够自动完成50 Hz、400 Hz、800 Hz、1 kHz频率下的互感器的校验工作。

关键词：互感器校验仪；比较仪；宽频；数字式指零仪
中图分类号：TM933　　**文献标识码**：B
DOI：10.16355/j.tyut.1007-9432.20240554　　**文章编号**：1007-9432(2026)05-1113-08

Broadband Comparator-type Transformer Calibrator

YANG Ruilin[1], HAN Xia[2], CHENG Yushu[2], WANG Lei[1], ZHANG Xuerui[2], HAN Xiaoqing[1]
(1. *College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan, Shanxi, China*;
2. *Marketing Service Center of State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan, Shanxi, China*)

Abstract: **【Purposes】** Aiming at the current high-frequency transformer verification problems faced by power supply systems in aerospace, shipbuilding and other fields, a broadband comparative instrument transformer calibrator is proposed. **【Methods】** On the basis of analyzing and comparing the measurement principles of the transformer calibrator, a high-precision digital zeroing instrument was studied, and a pA-level weak signal detection strategy based on bias voltage detection was discussed. A selected band Fourier transform (ZoomFFT) algorithm was used to process specific frequency signals. Finally, a control algorithm was designed to realize automatic adjustment of the balanced circuit. **【Results】** The results show that the device has been verified by experiments and can automatically complete the calibration of transformers at frequencies of 50 Hz, 400 Hz, 800 Hz, and 1 kHz.

Keywords: transformer calibrator; comparator; broadband; digital zero indicator

电力互感器在电力系统中起到电能计量、线路绝缘和保护的重要作用，互感器校验仪是检定电流互感器和电压互感器的仪器。互感器校验仪从测量原理上可分为直接比较型和测差式两类[1,2]。早期的直接比较型互感器校验仪，所能检定互感器的准确度受到仪器本身元器件误差的影响，应用范围被限制。现在国内主要使用的是测差式互感器校验仪，根据测差原理可以分为电位差式和比较仪式两类。电位差式互感器校验仪的基本测量线路是在工作电流下测电位差，即电压对电流的比值，实

收稿日期：2024-07-11；**修回日期**：2024-10-25
基金项目：国家电网有限公司总部管理科技项目资助（5700-202315274A-1-1-ZN）
第一作者：杨蕊麟，硕士生，(E-mail)yangruilin2024@163.com
通信作者：王磊，博士，讲师，主要从事电能计量及信息采集，(E-mail)：tywanglei1985@126.com

际上是低准确度的交流电位差计[3]；而比较仪式互感器校验仪的基本测量线路是在工作电压下测差值小电流，得到电流对电压的比值，测量是通过电流比较仪实现的，其误差测量精度高于电位差式互感器校验仪[4]。

传统比较仪式互感器校验仪，在高精度互感器误差校验方面有着大量的应用，以HEG-2型互感器校验仪为典型，采用电工式原理配合指零仪工作，测量精度高，但测量全过程需要人工操作，工作量大，测量过程依赖专业人员，测量随机性大，测试效率低[5,6]。针对此类问题，一些学者对采用电子技术实现自平衡互感器校验仪进行了研究。文献[7]研究了HEZ1型数显自平衡互感器校验仪，以单片机为核心，在微处理器的控制下自动完成误差测量。但其采用积分原理实现90°移相电路，为了克服运算放大器的积分饱和效应，在反馈支路中引入电阻对电路进行改进，电阻的引入使得频率发生变化时，所引起的测量和相位误差较为明显。文献[8]和文献[9]研究了基于比较仪的互感器校验仪装置，以电流比较仪为标准，通过辅助互感器进行电流比较仪零磁通的调节，从而实现高精密互感器的自动检定，但对于不同变比的切换，仍需要人工操作实现。

与此同时，由于航天、船舶领域电源及电力电子的发展，400 Hz，800 Hz等高频系统也面临检定难题。然而，目前针对互感器检验仪的分析研究，主要集中在工频50 Hz互感器进行校验的设计研究，频率单一，无法满足高频互感器的检定。文献[10]和文献[11]针对目前在航天领域使用的400 Hz互感器，研究了基于比较法的互感器误差测量装置及其整检装置，以标准电流比较仪作为比例标准，通过400 Hz校验仪测量互感器误差，但该装置使用传统调零检零装置，操作复杂，自动化程度低，装置的准确度等级不高。文献[12]针对电子式电流互感器在谐波条件下的计量特性测试难题，研制了宽频带电流互感器误差校验系统，实现了100 Hz～10 kHz谐波条件下对基波信号的误差校验，但研究针对的是频率响应宽的电子式互感器，并非特定频率下的电磁式电流互感器校验。

针对上述问题，本文开展了宽频比较仪式电流互感器校验仪研究，设计整体架构；其次分析pA级微弱电流信号检测中存在的直流偏置影响，并由此提出高精度数字指零仪，实现微弱信号的准确捕获；然后提出一种宽频选带傅里叶变换（ZoomFFT）算法，实现特定频率下的信号处理；最后通过控制算法实现平衡电路自主调节的快速性、准确性。基于实验验证，所提出的宽频比较仪式互感器校验仪，其主要性能和指标均达到了要求，准确度满足2级要求，同相分量范围为0.000 01%～10%，正交分量范围为（0.000 01%～10%）rad；指零仪分辨率达到了1×10^{-10}A。

1 比较仪式互感器校验仪测量原理

1.1 比较仪式互感器校验仪基本原理

比较仪式互感器校验仪的工作原理是以工作电压下通过电流比较仪测微小电流为基础，其基本测量线路如图1所示[13,14]。

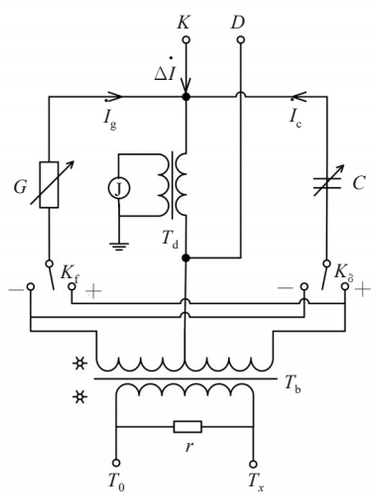


图1 比较仪式互感器校验仪的基本测量线路

Fig. 1 Basic measuring circuit of compariator-type transformer calibrator

标准电流互感器的二次电流作为工作电流，通过电阻r产生电压压降$\dot{I}r$，转换为仪器内部的工作电压$\dot{U}_b$，即

$$\dot{I}r=\dot{U}_b. \tag{1}$$

仪器内部工作电压$\dot{U}_b$通过电压互感器T_b得到正或负的U_b电压，加在电导箱G和电容箱C上，分别产生电流I_g和I_c，注入比较仪的同一绕组，I_g+I_c称为注入电流，被测电流互感器相对于标准电流互感器的二次差流作为被测小电流$\Delta\dot{I}$进入电流比较仪的另一绕组；调节电导箱和电容箱，使接在比较仪检测绕组上的指零仪D指零时，则注入电流与被测电流的大小相等方向相反，据此就可求得被测小电流$\Delta\dot{I}$相对于工作电压$\dot{U}_b$的同相分量ΔI_x和正交分量ΔI_y与U_b的关系：

$$\Delta \dot{I} = \Delta I_x + \mathrm{j}\Delta I_y = -(I_g + \mathrm{j}I_c)$$
$$= (\pm G \pm J\omega C)\ \dot{U}_b . \qquad (2)$$

根据电流互感器误差定义，由式(1)(2)可得电流互感器比值差f(%)和相位差δ(rad)的表达式：

$$f = \frac{\Delta I_x}{I} \times 100\% = \pm rG \times 100\% . \qquad (3)$$

$$\delta = \frac{\Delta I_y}{I} = \frac{\Delta I_y}{I} \times \frac{180 \times 60}{\pi} = \frac{\Delta I_y}{I} \times 3\,438 . \qquad (4)$$

1.2　宽频比较仪式互感器校验仪测量系统

传统电工型比较仪式互感器校验仪测量频率单一，依赖人工手动操作，本文基于比较仪式互感器校验仪的基本原理，设计适用于宽频微小电流检测的数字指零仪，研究基于ZoomFFT的宽频信号精准检测，提出宽频比较仪式互感器校验仪，通过可调电导和电容模块自动调整，平衡线路输出差流信号，实现互感器的高精度误差检定。

图2为测量系统的整体框架图，由I/V转换单元、电压互感器、阻容分流单元、高精度数字指零仪和主控单元共同构成整个检测系统。

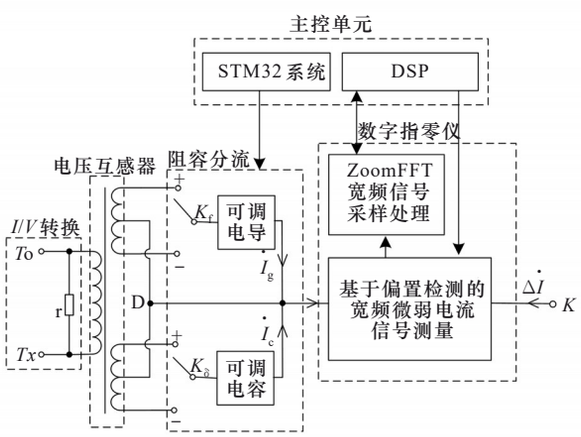


图2　装置原理图

Fig. 2　Schematic diagram of prototype

I/V转换单元通过取样电阻r将工作电流转换成工作电压，电压互感器将工作电压转换为同相电压和正交电压，阻容分流单元将同相电压和正交电压转换为对应的同相电流和正交电流。在输入电流节点处设置高精度数字指零仪，检测该节点处注入的同相电流、正交电流和差值电流的电流和，经过ZoomFFT宽频信号采样处理后输入主控单元，主控单元依据信号反馈调整可调电导和电容的极性和取值，使得输入节点处电流和无限接近0，从而得到被检互感器的同相误差和正交误差。

2　基于偏置检测的宽频数字指零仪

2.1　pA级宽频电流信号测量偏置影响

本文所要实现的数字化指零仪要求较宽的测量范围和高分辨率，而I/V转换放大器中的反馈电流放大型测量电路频率响应特性较好，转换的线性度高，只要选择合适的运算放大器，加入有效的抗干扰措施，就可以满足测量精确度和稳定性的要求[15]。

假定运放为理想运放，输入偏置电流I_b为0，利用运放“虚短虚断”的特性以及基尔霍夫定律，可得出输出电压与测量电流的线性比例关系，其关系式为：

$$V_o = -I_s \times R_f . \qquad (5)$$

式中，I_s为被测电流；R_f为反馈电阻；V_o为运算放大器输出电压。由式(5)可以看出，反馈电阻R_f的阻值就是I-V放大器的放大倍数。

实际上，理想运放是不存在的，影响微电流测量的首要因素是运算放大器的输入偏置电流。对于市面上的常用运放，其偏置电流在pA级以上，使得待测微弱电流信号被淹没；对待测电流进行放大运算的同时，偏置电流通过输入端电阻转换为失调电压，经反馈电阻放大后输出直流噪声。电路的偏置电流在高增益的情况下，会出现零位漂移，将所需放大的信号大幅度抬升，导致信号失真，影响后续采样，因此偏置电流引起的直流噪声会限制电路对微弱信号的捕获能力[16]。

基于SPICE的模拟仿真程序对直流偏置问题进行仿真。图3为仿真实验图，仿真设置IG1为100 nA，为使得该微弱电流放大到易于观测的1V级别，根据式(5)可得，R_1取值为10 MΩ。由分析可知，随着反馈电阻的增大，直流偏置对输出信号的影响越大，因此对R_1设置10 MΩ和100 MΩ两种不同的取值进行仿真。

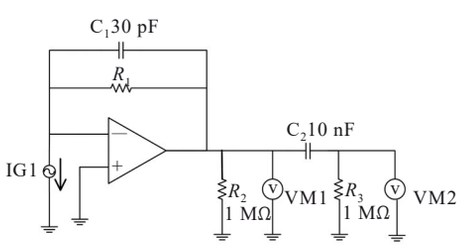


图3　基于SPICE的模拟仿真实验图

Fig. 3　Simulation experiment diagram based on SPICE

图4、5为R_1两种取值情况下VM1的波形图。从图4、5可看出，在10 MΩ增益情况下，信号零位偏

移量不多，尚能正常放大，但是在100 MΩ情况下，信号出现明显的零位漂移，并随着直流偏置电流的抬升达到电源轨，出现失真，即使设置滤波电路滤去直流，失真影响也无法完全消除。

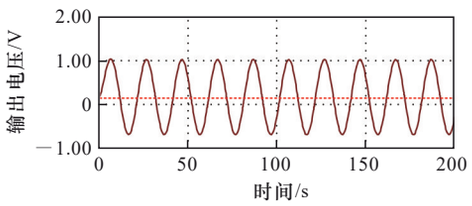


图4 R_1取值为10 MΩ时输出电压波形图

Fig. 4 Waveform of voltage when R_1 is 10 MΩ

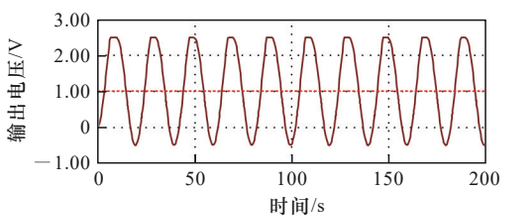


图5 R_1取值为100 MΩ时输出电压的波形图

Fig. 5 Waveform of voltage when R_1 is 100 MΩ

以选取的MAX4239低噪声放大器为例，偏置电流1 pA，最大失调电压在+25°C时为2.0 μV，增益带宽积6.5 MHz。基于上述分析，可得到信号频率、增益和直流偏置电压的关系如图6所示。由于运算放大器开环增益的频率特性，放大电路的增益会随着频率增加而变小，对于本文关注的最小频率50 Hz和最大频率1 kHz信号，放大器所能实现的最大增益相差20倍，同时随着增益的提高，直流偏置电压呈直线增长，因此在放大电路的设计过程中，要综合考虑信号频率和直流偏置电压对增益量程选择的限制，实现增益的最大化。

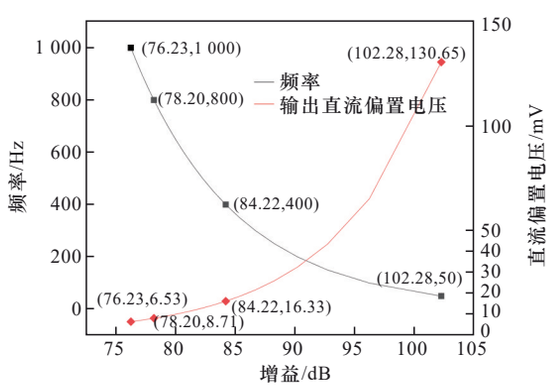


图6 频率、增益和直流偏置影响之间的关系

Fig. 6 Relationships between frequency, gain, and DC bias effects

2.2 基于偏置检测的pA级宽频电流信号测量策略

由于待测电流信号为pA级（10^{-12}～10^{-14} A），要将其转换成便于测量的mV级电压信号，若采用单级放大，根据式(5)可得，所需的R_f的取值大约为10^{11}Ω。但R_f取值过大，分布电容随之增大，其产生的热噪声增大，造成测量误差，测试等待时间也会变长。受需要放大的信号频率和放大器增益带宽积的影响，单级放大倍数也会被限制。同时，由前述分析可知，放大增益导致的偏置问题影响微小信号的检测，因此本文提出基于偏置检测的两级放大宽频电流信号测量策略。

第一级放大电路由I/V转换电路和量程切换电路组成。通过多路模拟开关选择不同取值的反馈电阻，继而改变第一级放大器的放大倍数，多路模拟开关的选通信号由DSP控制[17]。图7中，R_1—R_3为增益选择电阻，由图6可知，系统增益量程的选择受到信号频率的影响，对于本文涉及的最小频率50 Hz信号和最大频率1 kHz信号而言，最大放大倍数分别为130 000倍和6 500倍，因此设置增益的最小最大量程分别为10^3和10^5，每组量程相差十倍，对应1 kΩ～100 kΩ三组增益量程。

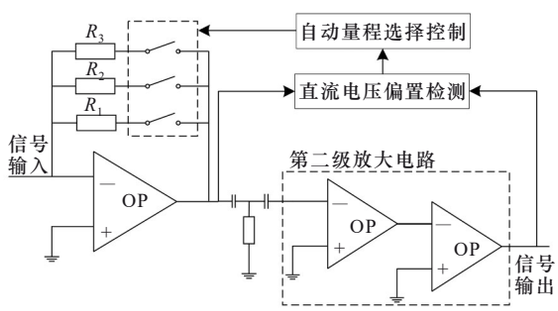


图7 两级放大电路

Fig. 7 Two-stage amplifier circuit

由于放大器输出端直流偏置的影响，第一级放大电路可能存在增益量程选择不当引起的信号失真问题。针对此问题，本文在第一级放大电路输出端设置二阶数字低通滤波器提取输出信号中的直流分量，传递函数为：

$$G_{2ordor}=\frac{\omega_c^2}{s^2+2\xi\omega_c s+\omega_c^2}. \tag{6}$$

设置截止频率为20 Hz，经过二阶低通滤波器的直流偏置信号和输出端信号送入DSP中，DSP判断直流偏置电压信号是否会引起失真影响，进而调整量程的选择。同时对于一级放大之后的信号，本文采用一阶π型RC高通滤波器，可抑制运放输出信号的直流干扰噪声。

第二级放大电路采用两个精准的可编程增益放大器LTC6915配合，将第一级输出电压信号进一步放大。经过二级放大后的信号经由滤波电路滤

去高频噪声后，送入DSP中进行信号处理。

3　基于ZoomFFT的宽频信号检测

微弱电流信号经放大之后，进入DSP中进行信号处理。本文中需对50 Hz、400 Hz、800 Hz、1 kHz频率的信号进行采样和处理，为避免采样时其他频率信号的干扰，采用选带傅里叶变换（ZoomFFT）实现局部细化放大，使特定频带获得较高的频率分辨，实现特定频率信号的筛选[18]。

在实际应用过程中，由于非同步采样和非整周期截断，算法受到栅栏效应和频谱泄漏的影响，存在不确定性误差。针对此类问题，综合考虑余弦窗的主瓣宽度和旁瓣特性，本文提出采用4项3阶Nuttall窗对被测信号进行采样。

3.1　ZoomFFT检测算法设计

ZoomFFT细化算法能够实现信号频域的局部细化放大，使特定频带获得较高的频率分辨率。ZoomFFT细化算法的流程如图8所示，主要包括移频、低通滤波、重采样和复数FFT运算等环节[19,20]。

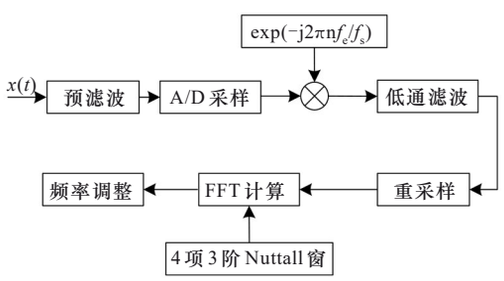


图8　ZoomFFT原理框图

Fig. 8　Schematic diagram of ZoomFFT

具体过程可归纳为以下步骤：首先是复调制移频，利用离散傅里叶变换的频移特性，将需要观察的频段移到零频附近。假设频带范围为f_l～f_h，中心频率$f_e=\dfrac{f_l+f_h}{2}$，对$x(n)$以$e^{-j2\pi nf_e/f_s}$进行复调制，得到的信号为：

$$\begin{aligned}y(n)&=x(n)\times e^{-j2\pi nf_e/f_s}\\&=x(n)\cos\frac{2\pi nf_e}{f_s}-jx(n)\sin\frac{2\pi nf_e}{f_s}\\&=x(n)\cos\frac{2\pi nL}{N}-jx(n)\sin\frac{2\pi nL}{N}.\end{aligned}\tag{7}$$

式中，f_s为采样频率，Δf表示相邻谱线之间的间隔，$f_e=L\Delta f$表示频率中心的移位。对$y(n)$进行离散傅里叶变换，得到的频谱与$x(n)$的离散频谱之间的关系见式（8）：

$$Y(k)=X(k+L).\tag{8}$$

式（8）表明$X(k)$中的第L条谱线经过复调制频移后，被移至$Y(k)$中的零点谱线位置。

其次是进行数字低通滤波，目的在于滤出细化频带的同时保证重采样信号不会发生频谱混叠。为使经过复调制移频和滤波后的信号频谱展宽，需要对滤波后的数据每隔D点进行抽样，采样频率变为f_s/D。接着对重采样后得到的N点时域序列进行N点FFT处理。此时频率分辨率$\Delta f'=f_s/ND=\Delta f/D$，相比之前提高了$D$倍。

为了减少频谱泄漏和栅栏效应，本文采用窗函数对被测信号进行采样，部分常见余弦窗的主瓣宽度和旁瓣特性如表1所示。综合考虑，4项3阶Nuttall窗主瓣宽度窄，旁瓣衰减的速度大，因此采用此窗作为FFT的窗函数。

表1　余弦窗特征参数

Table 1　Characteristic parameters of cosine window

窗函数	主瓣宽度	旁瓣峰值电平/dB	旁瓣衰减速率/（dB·倍频程$^{-1}$）
Hamming窗	$8\pi/N$	−43.0	6
Blackman窗	$12\pi/N$	−58.0	18
4项1阶Nuttal窗	$16\pi/N$	−93.0	18
4项3阶Nuttal窗	$16\pi/N$	−83.0	30
4项Rife-Vincent Ⅲ窗	$16\pi/N$	−74.0	12
5项Rife-Vincent Ⅰ窗	$20\pi/N$	−74.5	30

最后一步是进行频率调整，将经过算法运行后的谱线反向搬移，进而得出细化后的频率。

根据重新排列得到的FFT结果，即可得到原信号序列在以频率f_e为中心、细化频率范围f_s/D内的频谱特性，实现特定频谱范围的细化放大。

3.2　Matlab仿真分析

以处理400 Hz信号为例，假设进入信号处理系统的信号为：

$$\begin{aligned}x(t)=&5\sin(2\pi400t)+10\sin(2\pi398t)+\\&15\sin(2\pi402t)+18\sin(2\pi402.8t)\end{aligned}\tag{9}$$

设采样频率f_s为1 000 Hz，FFT计算点数N为2 048，滤波器阶数M为200，加4项3阶Nuttall窗，细化倍数为D，频谱细化前分辨率为Δf，细化后的频率分辨率$\Delta f'=\Delta f/D$。

从图中可以看出，直接进行傅里叶变换的频谱，相近频率的信号完全重叠形成一个谱峰，各频率信号完全不能分辨，而ZoomFFT细化后的频谱分辨率提高，将所要处理的400 Hz信号与其他干扰信号分开，实现了信号处理的准确性和快速性。

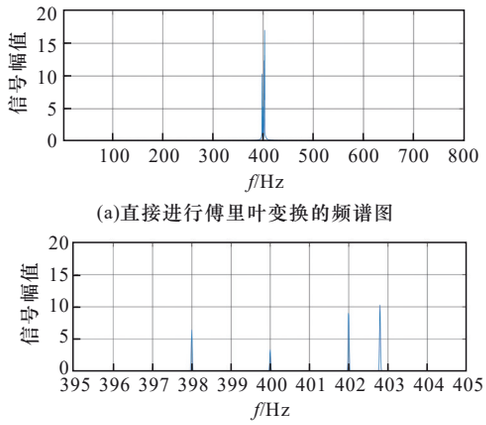


图9 $D=50$时滤波细化前后频谱图

Fig. 9 Spectrum diagrams before and after filtering and refinement when $D=50$

4 宽频比较仪式互感器校验仪平衡判断策略

传统的比较仪式互感器校验仪采用手动校验的方式，在检验互感器的过程中，需不断调整电阻箱和电容箱的取值，使得被试端达到平衡。这样可能会出现两种结果：一是通过反复调节两者数值越来越平衡，属于收敛的情况；另一种是两者距离平衡点越来越远，始终无法达到平衡状态，属于发散的情况。因此手动调节的方式有较大弊端，操作繁琐，费时费力且平衡效果较差。

为了保证互感器校验仪平衡调节过程的快速性和准确性，本文提出基于DSP的自动平衡调节策略，采用控制电路进行平衡点的判断，进而调整电阻电容的极性和取值，直至达到平衡，从而实现互感器误差的测量，判断流程图如图10所示。

判断步骤为：

（1）选择第一阵列电阻，判断测试线路是否存在接线错误，若存在接线错误，应调整电接线，直至无错误，跳转下一步。

（2）此时仍处在电阻阵列的第一阵列，合上最小的一组电阻开关，确定电阻电容的开关极性，然后顺序闭合该档位其他组电阻开关，判断闭合前后ΔI变化，若闭合后ΔI增大，则跳转进行电容阵列的判断。

（3）电容阵列开关情况的判断流程与电阻阵列相同，顺序闭合其他组电容开关，判断闭合前后ΔI变化，若闭合后ΔI增大，判断是否第二次进行本阵列电容调整，直到本组电阻电容阵列调整两次，跳转下一电阻阵列。

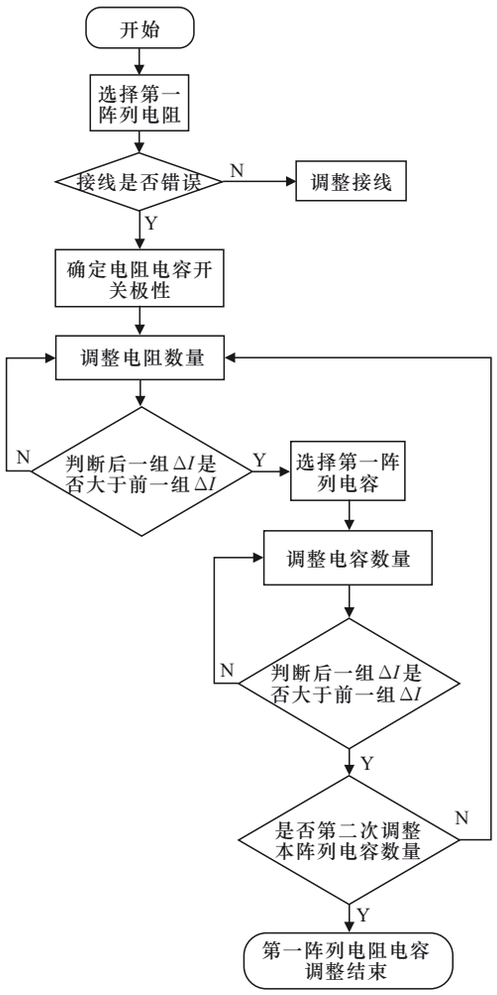


图10 判断流程图

Fig. 10 Flow chart of judgment

重复以上步骤，直到所有阵列电阻电容均匹配成功。

5 装置性能测试

5.1 校验仪整体检定验证

本文采用标准比值电源法对本装置进行整体检定。以现有的实验室条件，只能按照JJG169—2010互感器校验仪检定规程在工频条件下对比较仪式互感器校验仪进行检定。

在实验室搭建的互感器校验仪整体检定线路如图11所示。

额定电流百分数为20%时误差检定数据如表2所示，表格中第5、6列为计算的比值差和相位差的相对误差值，其值均小于2%，可以得出结论，装置准确度满足2级要求。

5.2 宽频互感器校验仪性能验证

对于400 Hz，800 Hz和1 kHz频率条件，目前还没有与之配套的互感器校验仪整体检定装置进行

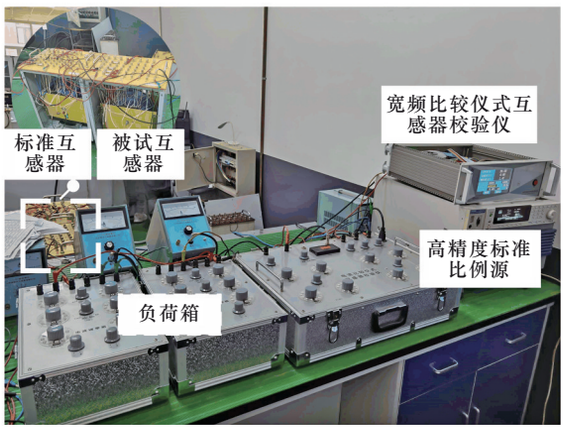


图 11　互感器校验仪整体检定线路

Fig. 11　Overall verification circuit of transformer calibrator

表 2　互感器校验仪误差检定数据

Table 2　Error verification data of transformer calibrator

整检装置		校验仪		相对误差	
$f/(10^{-6})$	$\delta/(')/(10^{-3})$	$f(10^{-6})$	$\delta(')/(10^{-3})$	$f/(\%)$	$\delta/(\%)$
100.000	0.000	99.459	−2.982	0.54	0.87
−100.000	0.000	−99.483	2.945	0.52	0.86
+10.000	0.000	9.934	−0.270	0.66	0.79
−10.000	0.000	−9.928	0.336	0.72	0.98
+1.000	0.000	0.995	−0.017	0.50	0.49
−1.000	0.000	−1.000	0.055	0	1.60
0.000	+50.000	−0.208	50.086	1.43	0.17
0.000	−50.000	0.212	−50.223	1.46	0.45
0.000	−5.000	0.008	−5.002	0.56	0.04
0.000	−1.000	−0.002	−1.000	0.69	0
0.000	−0.500	−0.002	−0.500	1.38	0

校准，依据电流比较仪的自校和互校线路搭建检定线路，与高精度手动式互感器校验仪进行数据比对，从而验证装置的性能。

分离式电流比较仪自校线路[21]如图 12 所示，图中 Tx 为补偿式电流比较仪，Ta 为辅助电流互感器，二者串联连接即为分离式电流比较仪。N_1、N_2 分别为一次和二次绕组，也称为比例绕组，N_B 为二次补偿绕组，N_d 为检测绕组，N_{1a}、N_{2a} 分别为辅助电流互感器的一次和二次绕组。

采用以上电流仪自校线路进行校验仪的检定，数据见表 3。

两分离式电流比较仪互校线路如图 13 所示，校验仪功能开关先置于“调零”，然后功能开关置于“比较仪”，读校验仪的误差读数。

采用以上电流比较仪互校线路进行校验仪的检定，数据如表 4 所示。

5.3　指零仪灵敏度测试

对于比较仪式互感器校验仪，还应检测内附指零

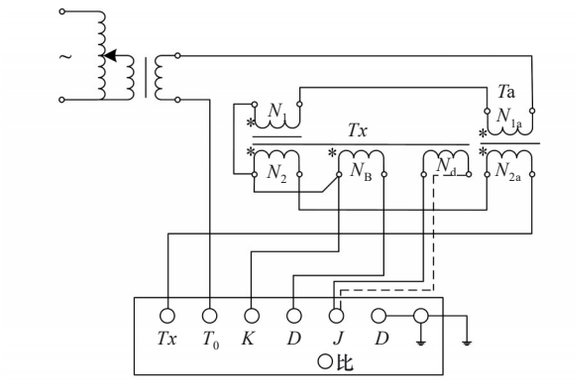


图 12　分离式电流比较仪自校线路

Fig. 12　Self-tuning circuit of separated current comparator

表 3　不同频率下的自校线路检测数据比对

Table 3　Comparison of self-calibration line detection data at different frequencies

比较仪	频率/Hz	手动		自动	
5/5A	400	$f(10^{-8})$	+43	$f(10^{-8})$	+45
		$\delta(10^{-8})$	+26	$\delta(10^{-8})$	+24
5/5A	800	$f(10^{-8})$	−243	$f(10^{-8})$	−240
		$\delta(10^{-8})$	+77	$\delta(10^{-8})$	+80
5/5A	1 000	$f(10^{-8})$	+54	$f(10^{-8})$	+0.5
		$\delta(10^{-8})$	−19	$\delta(10^{-8})$	−0.02

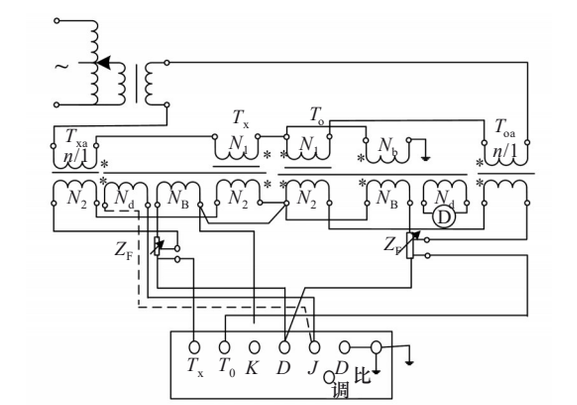


图 13　分离式电流比较仪互校线路

Fig. 13　Mutual calibration circuit of separated current comparator

仪的灵敏度，如图 14 所示为指零仪灵敏度测试线路。

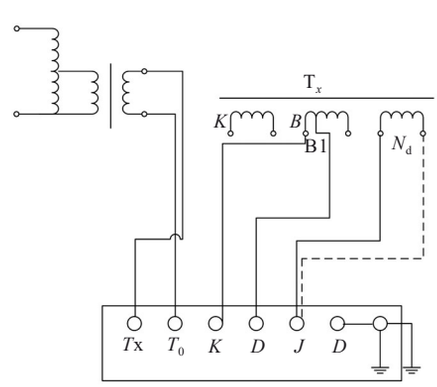


图 14　指零仪灵敏度测试线路

Fig. 14　Sensitivity test circuit of zero indicator

表4 不同频率下的互校线路检测数据对比

Table 4 Comparison of detection data of mutual calibration lines at different frequencies

比较仪	额定电流百分数/%	频率/Hz	手动		自动	
A:10/5A	20	800	$f(10^{-8})$	+17	$f(10^{-8})$	+0.15
			$\delta(10^{-8})$	0	$\delta(10^{-8})$	0
A:20/5A	20	1 000	$f(10^{-8})$	+30	$f(10^{-8})$	+30
			$\delta(10^{-8})$	0	$\delta(10^{-8})$	0

表5 指零仪灵敏度测试数据

Table 5 Sensitivity test data of zero indicator

模式	额定电流(5A)、百分数(5%)			
给定值	示值			
	50 Hz	400 Hz	800 Hz	1 kHz
100	57.636	22.125	8.042	5.218
50	29.352	11.458	4.625	3.129
10	8.485	2.878	1.524	1.205
5	5.554	1.715	1.256	0.958
1	2.121	0.985	0.902	0.782
0	1.678	0.756	0.782	0.711

表3中给定值是通过整检装置输出的电流值，示值为指零仪显示的输出值。

通过测试数据比对，指零仪可识别5×10^{-10}的信号变化，满足精度要求。

6 结语

本文针对传统电工比较仪式互感器校验仪测试效率低、检定频率单一的问题，提出一种宽频比较仪式互感器校验仪。

(1)基于I-V转换原理实现宽频自动增益的高精度数字化指零仪，能够检测到pA级微弱信号，提高了互感器校验仪的误差测量精度。

(2)采用ZoomFFT算法对信号进行处理，排除其他频率信号的干扰，能够有效地提高信号检测的准确性。

(3)采用控制电路实现系统差值回路信号自主平衡，实现50 Hz、400 Hz、800 Hz和1 kHz下自动采集、自主平衡，自动读数的功能。

参考文献：

[1] Siegenthaler S，Mester C.A computer-controlled calibrator for instrument transformer test sets[J].IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement，2017，66(6)：1184-1190.

[2] Draxler K，Hlaváček J，Styblíková R J.Calibration of instrument current transformer test sets[C]//2019 International Conference on Applied Electronics (AE).Pilsen：Czech Republic，2019.

[3] 赵修民. 互感器校验仪的原理和应用[M].太原：山西人民出版社，1982.

[4] 吴白丁，梅国健，李建，等.互感器校验仪计量比对的理论与实践[J].上海计量测试，2024，51(1)：6-11+27.

[5] 刘庆余.互感器校验仪整体检定的述评(上)[J].电测与仪表，2003(3)：12-17.

[6] 刘庆余.互感器校验仪整体检定的述评(下)[J].电测与仪表，2003(4)：9-13.

[7] 肖效民.HEZ-1型数显自平衡互感器校验仪[J].科技情报开发与经济，2001，11(6)：150-152

[8] 吴白丁，马旭平，路璐，等.数字比较法互感器校验仪的原理及检定技术研究[J].中国计量，2023(10)：100-105.

[9] 杨剑，余绍峰，高一波，等.基于电流比较仪的高精密电流互感器自动检定装置研制[J].自动化与仪器仪表，2017(2)：183-185，188.

[10] 金海彬，王文海.400 Hz电流互感器检定及量值溯源系统[J].航空计测技术，2001(2)：17-22.

[11] 王文海，金海彬，钟蘅.400 Hz电流互感器校验仪的检定[J].航空计测技术，2002(1)：20-23.

[12] 王斯琪，姜春阳，聂高宁，等.宽频带电流互感器误差校验系统研究[J].高电压技术，2024，50(12)：5281-5288.

[13] 刘庆余.互感器校验仪的原理与整体检定[M].北京：中国计量出版社，2003.

[14] 宁伟红，杨以涵，李静等.互感器校验装置综述[J].电力系统保护与控制，2009，37(10)：131-135.

[15] 刘振平，张清和，孙祺，等.用于电离层离子探测的多路微弱电流检测电路设计[J].仪表技术与传感器，2023(2)：84-92.

[16] 王世隆，邓守鹏，王恒博，等.7.5位万用表精密放大器直流偏置问题研究[J].仪器仪表学报，2023，44(11)：56-65.

[17] 吴跃军，丁国清.pA级超微弱电流前置放大电路的电流噪声及等效误差分析方法[J].传感技术学报，2022，35(5)：595-599.

[18] 郭庆，李昂迪，吴景，等.基于ZoomFFT的水声OFDM信号解调算法[J].系统仿真学报，2022，34(2)：314-322.

[19] 彭佳伟，潘树国，高旺，等.基于加窗插值和ZoomFFT的电网宽频信号自适应测量方法[J].电力系统自动化，2022，46(8)：172-180.

[20] 曾利斌.基于ZoomFFT的谱分析算法及其噪声测量应用研究[D].长沙：湖南大学，2019.

[21] 赵修民.电流比例标准[M].太原：山西科学教育出版社，1989.

(编辑：贾丽红)