第 50 卷 第 12 期：5281-5288 高电压技术 Vol.50, No.12: 5281-5288
2024 年 12 月 31 日 High Voltage Engineering December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231600

宽频带电流互感器误差校验系统研究

王斯琪[1]，姜春阳[1,2]，聂高宁[1]，陈习文[1]，夏胜国[2]
（1. 中国电力科学研究院有限公司，武汉 430074；2. 华中科技大学电气与电子工程学院，武汉 430074）

摘　要：随着电力电子设备大量应用，谐波电流影响逐渐增加。电力电流互感器在谐波条件下的计量能力须开发相应校验系统。传统校验设备仅能开展工频下测试，为解决谐波条件下的电流互感器的计量特性测试难题，提出并研制了基于有源补偿高准确度电流变换方法的宽频带电流互感器误差校验系统。该文重点介绍了高准确度电流变换部分，首先基于有源补偿方法设计了宽频率零磁通电流互感器，推导计算了其理论模型，提出了基于陷波反馈设计方法，显著降低重点频率下电流变换误差，提出传统跨阻放大器的宽频带补偿方法，在电路环路中增加同相放大单元，理论并仿真计算了补偿效果，补偿方法可显著降低跨阻放大器的幅值和相位误差。经测试，校验系统工频下测量不确定度分别为 2.6×10^{-6} 和 2.1 μrad，10 kHz 范围内不确定度为 30×10^{-6} 和 20 μrad。
关键词：谐波电流；互感器校验；电流互感器；电子补偿；误差测试

Research on Wideband Error Calibration System of Current Transformer

WANG Siqi[1], JIANG Chunyang[1,2], NIE Gaoning[1], CHEN Xiwen[1], XIA Shengguo[2]
(1. China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Wuhan 430074, China;
2. College of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: With the extensive application of power electronic equipment, the influence of harmonic current increases gradually. The calibration system of current instrument transformer under harmonic conditions needs to develop to meet needs of measurement capacity. However, traditional calibration equipment can only be utilized to perform tests at power frequency. To solve the problem in measurement characteristic tests of current instrument transformer under harmonic conditions, a wideband current transformer error calibration system is proposed and developed based on high-accuracy active compensation current transformation method. The high-accuracy current transformation section is emphatically introduced in this paper. First, based on the active compensation method, a wideband zero-flux current transformer is designed, and its theoretical model is developed. Moreover, a wideband compensation method of traditional trans-impedance amplifier is proposed. In the circuit loop, an in-phase amplifier is added, and the compensation effect is theoretically calculated and simulated. The compensation method can be adopted to significantly reduce the amplitude and phase errors of the trans-impedance amplifier. The test results indicate that the measurement uncertainty of the calibration system under power frequency is 2.6×10^{-6} and 2.1 μrad, respectively, and, the uncertainty is 30×10^{-6} and 20 μrad within the range of 10 kHz, respectively.
Key words: harmonic current; transformer calibration; current transformer; electronic compensation; error test

0　引言

近年来，新能源发电站大量接入电力系统，电力电子设备引入大量谐波，影响日益加剧，其中谐波电流影响最为严重[1-3]。传统上，电力电流互感器均在工频下进行校准测试，并未开展宽频条件下计量性能的考核。在对被试电流互感器进行校验时，测量系统中的核心设备是互感器校验系统，常见电工式校验仪测量准确度高，可以检定 0.5 级~0.001S 级的电流互感器[4]，但由于其原理限制，并不能开展除工频外其他频率的误差校验工作。数字式互感器校验仪理论上可以实现宽频条件下的互感器误差校验，但是数字式校验仪的测量准确度不高，一般只能进行 0.01 级及以下准确度等级的检定工作[5-7]。G. Aristoy 等人在研究谐波条件下的电流互感器计量特性时，一、二次分别使用分流器将电流转换为电压[8]，使用数字采集设备采集该电压，计算宽频下的互感器误差，由于精密分流器使用的额定电流

基金资助项目：国家电网公司科技项目(广域级高压电能计量装置运行误差监测及失准预警技术研究与应用)(5400-202116474A-0-5-ZN)。
Project supported by Science and Technology Project of SGCC(Research and Application of Operation Error Monitoring and Misalignment Warning Technology for Wide Area High Voltage Energy Measurement Devices) (5400-202116474A-0-5-ZN).

一般不超过 100 A，该校验系统一次测试电流受限。Yeying Chen 等人将分流器应用于标准与被测电流互感器的二次[9]，将二次电流信号转为电压，使用数字采集设备采集并计算被试品的误差，这样可有效避免一次电流测试受分流器额定电流的限制。工频条件下，校验系统误差为 20×10^{-6} 和 10 μrad，9 kHz 时，校验系统误差分别为 0.01%和 0.000 4 rad。G. Crotti 等人将分流器与采集设备集成[10]，设计了宽频带电流互感器校验系统，校验系统使用相位标准表、高精度数字万用表等校准后，可以在 50 kHz 范围内开展 0.1%准确度的电流传感器的校验。前述方案中使用分流器进行电流转换时，具有从直流到 100 kHz 范围内的测量可能，但由于分流器的热效应影响，测试中需要充分考虑其发热等因素带来的误差漂移，此外分流器进行电流电压变换时并不能将被试设备与测试仪器隔离，当处于复杂电磁环境时，并不利于精密测量。

为此，本文提出了基于精密电磁式电流电压变换技术与双通道同步采集技术结合应用的宽频带电流互感器误差校验技术及测试系统，可在标准装置和被试品不同变比条件下进行误差校验。为支撑开展宽频谐波条件下的电流互感器等电流传感设备的误差校验工作，校验系统测量带宽应大于目前系统内常见的最高谐波频率(3 kHz)，本研究设计校验系统最大测试频率为 10 kHz。实验室内日常应用中，校验系统工频条件下的测量误差应不大于 2×10^{-6} 和 2 μrad，宽频传感器 10 kHz 时电流测量误差可达到 0.1%和 0.000 1 rad，相应的校验装置测量误差应不大于 0.02%和 0.000 2 rad，经测试，本研究研制的校验系统技术指标满足上述要求。

1 基本原理

宽频带电流互感器校验系统的基本原理如图 1 所示，整体上分为 3 个部分，第 1 部分为电流变换部分，主要功能是将外部输出的电流信号变换为小电流信号；第 2 部分为 I/V 变换部分，将变换后的小电流信号转换为电压信号；第 3 部分为数字采集部分，该部分采集 I/V 变换输出的电压信号，并经后端计算机处理得到 2 个输入信号的比例误差和相位偏差。这里设标准信号输入的电流变换部分的变换比例为 H，变换误差为 $\boldsymbol{\varepsilon}_{1\mathrm{n}}$，I/V 变换部分的变换比例为 M，变换误差为 $\boldsymbol{\varepsilon}_{2\mathrm{n}}$，采集通道的额定增益为 F，误差为 $\boldsymbol{\varepsilon}_{3\mathrm{n}}$，对应的被测信号部分的变换比例和误差下标为 x。则计算机侧通过采集数据计算得到的标准通道电压值 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}$ 和被测通道电压 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{x}}$ 分别为：

$$\begin{cases}\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}=\boldsymbol{I}_{\mathrm{n}}H\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\mathrm{n}}\right)M\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{2\mathrm{n}}\right)F\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{3\mathrm{n}}\right)\\ \boldsymbol{U}_{\mathrm{x}}=\boldsymbol{I}_{\mathrm{x}}H\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\mathrm{x}}\right)M\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{2\mathrm{x}}\right)F\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{3\mathrm{x}}\right)\end{cases} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{I}_{\mathrm{n}}$ 和 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{x}}$ 分为标准电流信号和被测电流信号。由于电流变换和 IV 变换部分的误差<0.01%，采集通道的误差<0.05%(NI 5922)，式中，各个误差 2 个或者 3 个误差的乘积相对于单个误差量在计算中可以略去，于是计算标准通道电压值 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}$ 和被测通道电压 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{x}}$ 比例时，经化简可得：

$$\frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{n}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{x}}}\approx\frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{n}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{x}}}\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{1\mathrm{n}}-\boldsymbol{\varepsilon}_{1\mathrm{x}}+\boldsymbol{\varepsilon}_{2\mathrm{n}}-\boldsymbol{\varepsilon}_{2\mathrm{x}}+\boldsymbol{\varepsilon}_{3\mathrm{n}}-\boldsymbol{\varepsilon}_{3\mathrm{x}}\right) \tag{2}$$

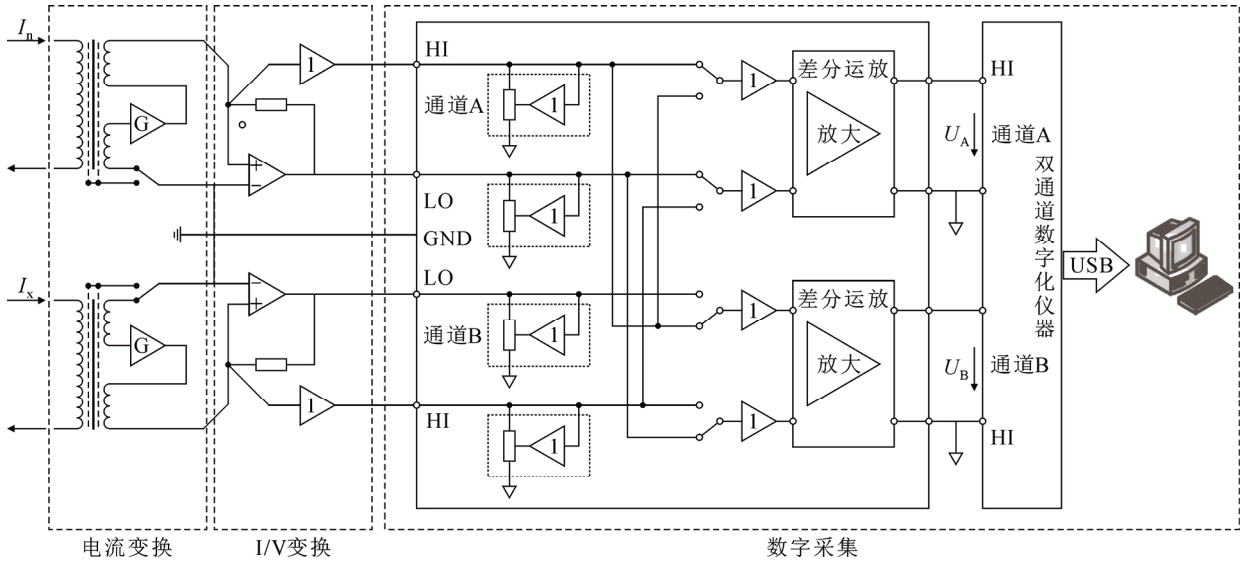


图 1 宽频电流互感器校验系统原理图

Fig.1 Schematic of wideband current transformer calibration system

若被测互感器额定变比为 K_x、误差为 $\boldsymbol{\varepsilon}$，与标准互感器的额定变比 K_n 的比例为 N，则在式(2)的基础上计算误差为 $\boldsymbol{\varepsilon}_C$。

$$\boldsymbol{\varepsilon}_C=\frac{1}{N}\frac{I_1/K_n}{I_1/\left(K_x\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}\right)\right)}\left(1+\boldsymbol{\varepsilon}_{add}\right)-1\approx \boldsymbol{\varepsilon}+\boldsymbol{\varepsilon}_{add} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{\varepsilon}_{add}=\boldsymbol{\varepsilon}_{1n}-\boldsymbol{\varepsilon}_{1x}+\boldsymbol{\varepsilon}_{2n}-\boldsymbol{\varepsilon}_{2x}+\boldsymbol{\varepsilon}_{3n}-\boldsymbol{\varepsilon}_{3x}$。

由式(3)可以发现，校验系统计算得到的误差值中包含了 $\boldsymbol{\varepsilon}_{add}$，即测量系统整个测量电路中 2 个通道测量误差的差值，也可以称为系统误差。

校验系统中数字采集部分使用的是基于双通道切换技术的高精度数字采集装置[11-13]，使用通道交替切换技术消除采集通道间静态和动态测量误差不一致问题。如图 2 所示，该套装置对于输入电压信号比例的测量准确度在 10 kHz 范围内不大于 3×10^{-6} 和 15 μrad。由于该部分的输出电压仅为 ±10 V，测试时前端需要使用变换单元对测试电压进行衰减。

为此，本研究整个校验系统中须重点解决电流变换与 IV 变换部分的附加误差，进而降低式(3)中 $\boldsymbol{\varepsilon}_{add}$ 的数值，减小系统误差。

2 电流变换单元

电流变换单元采用电子补偿式电流互感器。其原理如图 3 所示，W_1 为电流互感器一次绕组，W_2 为电流互感器二次绕组，W_3 为电流互感器的检测绕组。检测绕组外接增益倍数为 G 的同相放大器，放大器输出连接于 W_2 一端，W_2 另外一端接地。一次电流 I_1 流入一次绕组 W_1，W_2 经放大器输出和地构成回路，产生初始电流，由于励磁误差的存在，在铁芯中会存在磁通量，经 W_3 检测得到电压 U_D，U_D 经放大电路放大 G 倍后输出，经过并联电容 C_p 和并联电阻 R_p，在 W_2 上产生补偿电流，经过运放和反馈电阻 R_f，直至整个系统处于稳定状态[14-15]。

图 4 给出了电子补偿式电流互感器的等效电路图。其中 $\boldsymbol{I}_1$ 为一次电流，$\boldsymbol{I}_2$ 为二次电流，$\boldsymbol{I}_0$ 为励磁电流，$\boldsymbol{Z}_1$ 为一次阻抗，$\boldsymbol{Z}_2$ 为二次阻抗，$\boldsymbol{Z}_m$ 为励磁阻抗，$\boldsymbol{Z}_b$ 为负载阻抗，$\boldsymbol{Z}_3$ 为 W_3 的输出阻抗，$\boldsymbol{Z}_5$ 为后端电子电路的输入阻抗，$\boldsymbol{U}_D$ 为检测绕组输出电压，k_{23} 为 W_2 与 W_3 的匝数比。所有阻抗均已折算到二次。

设电流互感器误差为 ε_e，N_1 为一次绕组匝数、

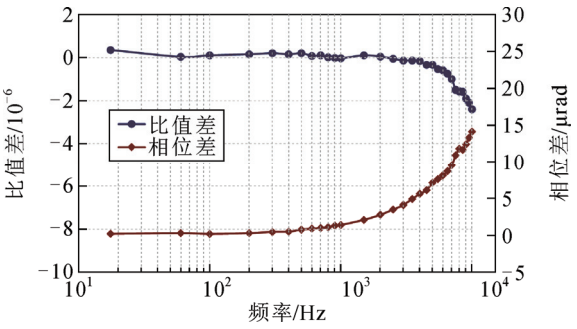


图 2 数字采集部分使用通道切换技术后误差曲线

Fig.2 Error curves of digital acquisition with two-channel switch technology

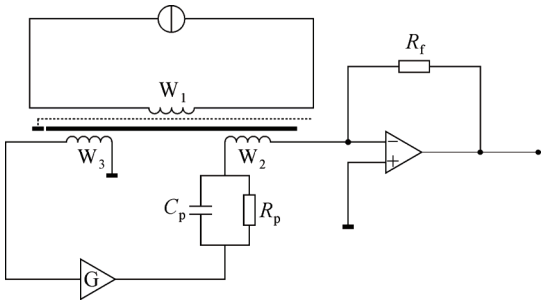


图 3 电子补偿电流互感器原理图

Fig.3 Schematic diagram of active compensation current transformer

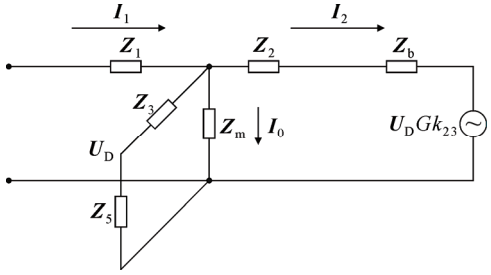


图 4 电子补偿电流互感器等效电路图

Fig.4 Equitation circuit of active compensation current transformer

N_2 为二次绕组匝数，N_3 为检测绕组匝数，$\boldsymbol{Z}_3$<<$\boldsymbol{Z}_5$ 可忽略，则使用安匝数的误差计算式为：

$$\boldsymbol{\varepsilon}_e=\frac{\boldsymbol{I}_2N_2-\boldsymbol{I}_1N_1}{\boldsymbol{I}_1N_1}=\frac{N_2\dfrac{\boldsymbol{U}_D}{\boldsymbol{Z}_m}+N_2\dfrac{\boldsymbol{U}_D}{\boldsymbol{Z}_5}}{\boldsymbol{I}_1N_1} \tag{4}$$

从图 4 可以得到：

$$\boldsymbol{U}_D=\frac{\boldsymbol{I}_2\left(\boldsymbol{Z}_2+\boldsymbol{Z}_b\right)}{GN_3/N_2+1}\approx\frac{\boldsymbol{I}_2N_2\left(\boldsymbol{Z}_2+\boldsymbol{Z}_b\right)}{GN_3} \tag{5}$$

将式(5)代入式(4)，并考虑 $\boldsymbol{Z}_5$ 一般为运算放大器的输入阻抗，在 10 GΩ 以上，远大于其他阻抗值，

化简可以得到该电流互感器的最终误差为：

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{\mathrm{e}}=\frac{k_{23}}{G}\cdot\frac{\boldsymbol{Z}_2+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{b}}}{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{m}}} \tag{6}$$

式中：$\dfrac{\boldsymbol{Z}_2+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{b}}}{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{m}}}$ 为 W_1 和 W_2 构成的单级电流互感器未补偿前的误差。

由式(6)可知，引入电子补偿后电流互感器的误差取决于电子电路的增益 G，而电子线路的增益 G 并不能取无穷大，主要受限于反馈系统的稳定性。但相比于单级电流互感器，其误差可显著降低。

图 5 给出了增益放大单元的基本构成，主要有 3 部分构成。第 1 部分为主增益部分，该部分构成该单元的主要放大增益倍数。在同相放大器的反馈回路中设置了由双 T 陷波电路构成的反馈单元，可以显著增加在陷波频率处的放大增益倍数。第 2 部分为低通部分，图 3 中的电流互感器是 1 个由电磁单元和电子单元构成的反馈系统，整套系统由于参数配置的问题，在高频条件下可能会出现振荡的现象，由 R_3、C_1 和 R_4 构成低通电路，可以对整套反馈回路高频(数百千赫兹)时的振荡进行限制，保障整套系统的稳定。第 3 部分为驱动部分，使用增益为 1 的缓冲器件构成，用于驱动后端电流互感器的二次绕组，输出二次电流。

主增益部分的电路结构见图 6。放大电路的直流增益由 R_5 和 R_{10} 决定，此时的直流增益为 2，可防止 OP1 输入端的直流失调电压被放大输出。电路的交流增益主要由 R_5、R_{11} 和 C_7 决定，可保障交流信号具有足够大的增益，图中参数为放大 10 000 倍。在电路的反馈回路中增加了由 OP3、OP4、R_6、R_7、R_9、C_4、C_5 和 C_6 构成的双 T 型陷波电路，放大电路的反馈电压 U_{f} 经过该陷波电路后，增益 A[16]为：

$$A=\frac{U_0}{U_{\mathrm{f}}}=\frac{f^2-f_0^2}{f^2-f_0^2-\mathrm{j}4\dfrac{f}{f_0}(1-K)} \tag{7}$$

式中：U_0 为 OP1 反相端电压；f 为工作频率；f_0 为双 T 阻抗网络的陷波中心频率；K 为电位器 P1 的比例(小于 1)。按照放大电路的收敛基本原理，反馈信号衰减 A 倍，放大电路的输出电压就会增大为原来的 A 倍，放大电路对输入信号的增益就相应地增大 A 倍。可见，由于陷波电路在频率为 f_0 时具有极大的衰减效果，在频率为 f_0 时，放大电路整体具有极大的增益，此时，图 3 所示的电流互感器具有更小的误差。作为实验室用的互感器误差校验系统，

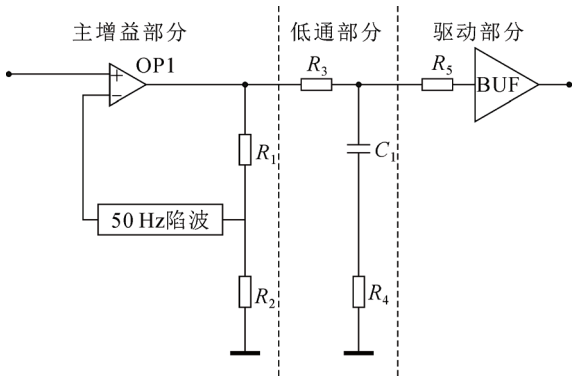


图 5 有源增益单元原理图

Fig.5 Schematic diagram of active gain unit

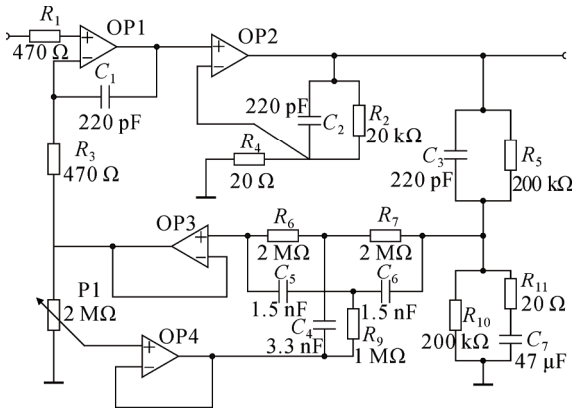


图 6 主放大电路原理图

Fig.6 Schematic diagram of main amplifier circuit

50 Hz 是最常用到的测量频率，也是测量准确度要求最高的场景，为此设计陷波网络的中心频率为 50 Hz，在该频率下电流变换单元具有最小的测量误差。在偏离 50 Hz 后，陷波网络的增益会逐渐趋近于 1，放大电路的增益则仍然取决于放大电路 R_5、R_{11} 和 C_7 构成的反馈网络。

本研究研制的校验系统的测试最高频率为 10 kHz，由于运放芯片本身开环增益的频率特性，放大电路的放大倍数会随着频率增加而变小。为保证在一定的工作频率范围内放大电路具有平坦的放大增益，在图 6 的电路结构中，增加了由 OP2、C_2、R_2 和 R_4 构成的同相放大电路，可改善电路的频率特性，具体原理在 IV 变换部分会详细介绍。使用仿真软件对图 6 所示电路增益进行仿真，增益曲线如图 7 所示，图 7 中横、纵坐标均取了对数。可发现，电路在 50 Hz 频率附近的增益显著提升，回路中增加了同相放大环节的放大电路增益在 10 kHz 范围内更加平坦，与本文研究设计相一致。

在原理图 3 中，增益单元输出与二次绕组之间增加直流信号阻尼电阻 R_p。R_p 可限制放大单元输出的直流偏置在 W_2 产生的直流电流，同时在 R_p 两端并联 1 只大容量电容器 C_p，目的是为交流信号提供更小的交流阻抗。二次绕组的输出电流使用跨阻放大电路进行电流到电压的变换。

按照式(6)，将图 3 原理中 C_p 和 R_p 计入二次负荷中，此时的电流变换的误差为：

$$\varepsilon'_e \approx \frac{\boldsymbol{Z}_2+\boldsymbol{Z}_b+\dfrac{1}{R_p(\omega C_p)^2}-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega C_p}}{\boldsymbol{Z}_m}\cdot\frac{k_{23}}{G} \tag{8}$$

在图 3 中，二次负荷 Z_b 约为 0，Z_2 主要为二次绕组的直流阻抗 R_2，随着频率的升高，ωC_p 也将逐渐升高，为此式(8)可化简为：

$$\varepsilon'_e \approx \frac{k_{23}}{G\boldsymbol{Z}_m}\left(\boldsymbol{R}_2-\mathrm{j}\frac{1}{\omega \boldsymbol{C}_p}\right) \tag{9}$$

可见，二次绕组的直流阻抗 R_2 会增加电流互感器的幅值误差，并接的电容 C_p 增加了相位误差部分的分量(为误差的虚部)，设计时要根据指标要求，选择配置参数。

为了在高频条件下获得较好的特性，互感器的主铁芯使用纳米晶材质[17-18]，材料的初始相对磁导率可以达到 110 000，屏蔽罩使用高相对磁导率的坡莫合金材质，使用内外 2 个半圆柱形内外安装，实现检测绕组的全屏蔽。

本研究选用的纳米晶铁芯尺寸为 48 mm/30 mm×18 mm(内径/外径×高度)，设计二次绕组匝数为 500，其励磁阻抗约为 46 H，使用 C_p 为 4 000 μF，电子单元的增益为 500，若设计检测绕组与二次绕组匝数相同，即 k_{23}=1，二次绕组直流阻抗约为 2.5 Ω，按式(9)计算，该电流传感器在工频下的理论误差为 10^{-7} 和 0.3 μrad。

3 IV 变换单元

如图 8 所示，为 IV 变换部分，使用的是跨阻放大器设计。该设计可以使电流变换部分的二次输出接近 0 负荷[19]。本研究测试的频带范围为 10 kHz，为了在工作频率范围内获得较好的性能，需要对跨阻放大器频率特性进行设计，在基本跨阻放大器的基础上，在电路环路中增加了有 OP2 和 R_8、R_9 构成的同相放大电路，设其增益为 G_B。

在引入增益电路后，选取 OP2 的增益带宽积

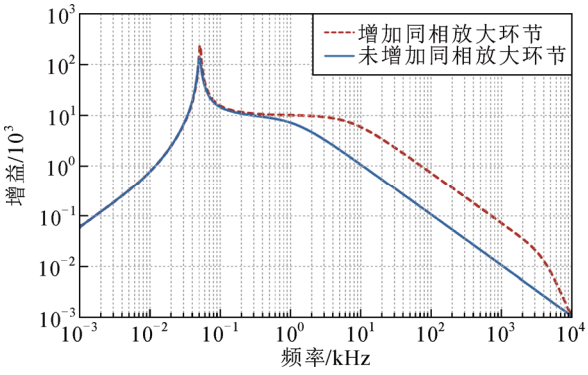


图 7 主放大电路增益仿真曲线图

Fig.7 Simulation gain curve of main amplifier circuit

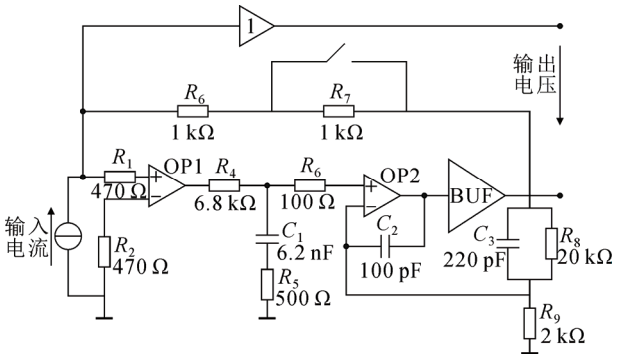


图 8 电流转换电路原理图

Fig.8 Schematic diagram of compensated trans-impedance amplifiers

$f_{B2}=G_Bf_{B1}$，在工作频率 f 远小于芯片的增益带宽积时，可以化简计算转换输出的幅值偏差 e_A 为：

$$e_A \approx \left|1+\frac{(f/f_{B1})^2}{G_B}-\mathrm{j}\frac{f/f_{B1}}{G_B}\right|-1 \approx \frac{(f/f_{B1})^2}{G_B} \tag{10}$$

相位误差 e_P 为：

$$e_P \approx \arctan\left(-\frac{f/f_B}{G_B}\right) \approx -\frac{f/f_{B1}}{G_B} \tag{11}$$

式中：f_{B1} 为芯片开环增益为 1 时对应的频率，数值上与增益带宽积相等。

图 9 为图 8 电路的输出幅值和相位仿真变化曲线，相比于未补偿前电路，输出相位在 10 MHz 范围内保持平坦(仿真用芯片 OP1 为 OP27，增益带宽积为 8 MHz，OP2 使用的是 LT1226，增益带宽积为 1 GHz)。

图 8 中，R_3 和 R_7 为转换电阻，电阻选用精密金属铂电阻，电阻值容差<0.01%，温度系数为 0.2×10^{-6} ℃$^{-1}$，可保障变换转换精度和温度稳定性。

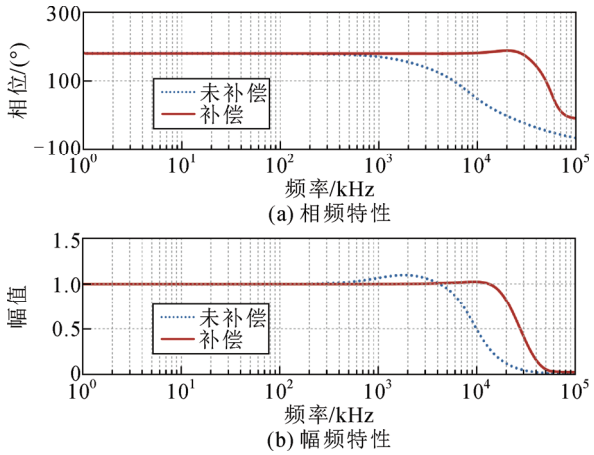


图 9 补偿后电路的仿真输出

Fig.9 Simulation results of the compensated circuit

4 整体测量结果

4.1 工频下校验系统误差测试与修正

工频下误差校验装置的检测方案参照DL/T1394—2014《电子式电流、电压互感器校验仪技术条件》6.5 节中给出的测量方法。测量电流点分别为 10%、20%、80%、100%和 120%。

测试中与设置误差值的偏差曲线如图 10 所示。从测试结果可以看到，校验装置整体比值误差测量中的不同电流点的误差为比值差≤0.003%，角差≤10 μrad。在 10%~120%量程范围内的比值差变化≤1×10^{-6}，相位误差变化≤4 μrad。

该部分比值差的主要来源为电流 IV 变换部分的采样电阻容值误差，即电阻标称值的误差。考虑到该电阻阻值的稳定性，由误差数据构建工频条件下校验系统的系统误差修正系数，采用线性回归方法，构造误差随输入信号幅值的 3 阶误差曲线，修正系统误差值。结合修正系数，工频下测试误差见图 11，修正后的测量误差为：比值误差≤0.5×10^{-6}，相位误差≤0.5 μrad。

4.2 谐波影响试验

图 12 为校验系统测试原理框图，使用自制电流发生装置，由信号发生器提供所需测试信号，由上位机电脑显示测试数据。

使用被试与标准通道同时测量同一个电流信号，查看此时校验装置误差测量结果，测试信号使用基波叠加谐波电流信号，分别测量时叠加 1 kHz 和 3 kHz 谐波条件下信号，其中谐波电流畸变率为 20%。使用本研究校验系统测量 50 Hz 基波信号的比例误差，误差曲线如图 13 所示。测试结果显示，

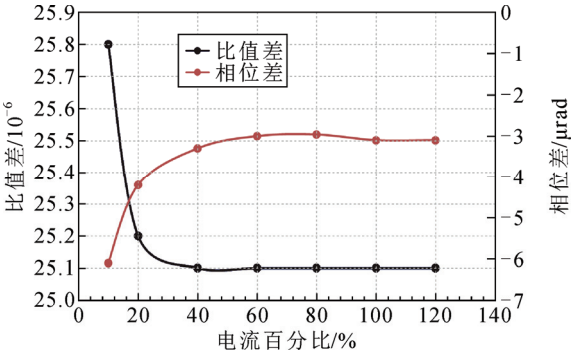


图 10 工频条件下校验装置不同电流百分比下误差曲线

Fig.10 Error curves of calibration device with different currents percentages under power frequency conditions

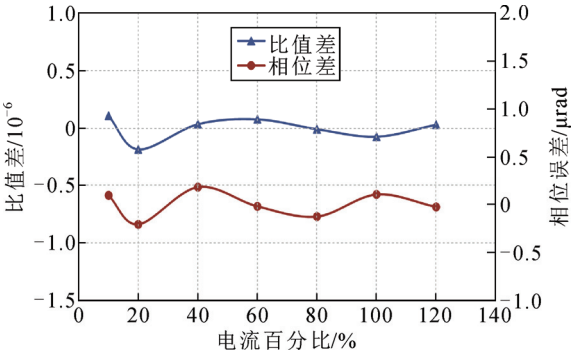


图 11 修正后工频条件下校验装置不同电流百分比下误差曲线

Fig.11 Error curves of calibration device with different currents percentages under modified power frequency conditions

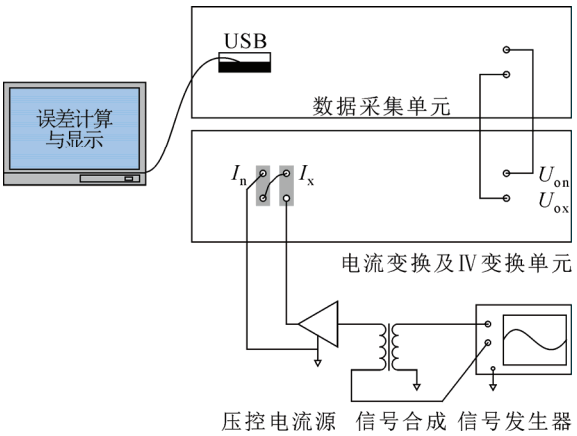


图 12 误差校验装置照片

Fig.12 Picture of calibration system of current transformer

相比于纯工频信号，叠加谐波条件后，基波信号的比值误差变化<0.5×10^{-6}，相位误差的变化<1 μrad。叠加谐波条件下，谐波对基波信号比例误差测量中相位偏差的影响要大于比值误差，原因包括两方面，一是电流变换单元中铁芯性能在谐波影响下损耗发

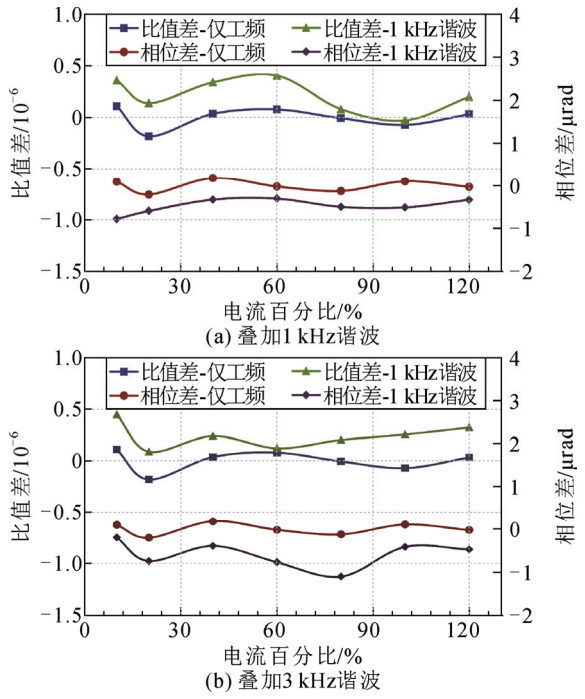


图 13 叠加谐波后基本信号测量误差曲线

Fig.13 Error curves of power frequency signals with harmonic

生变化，引起附加相位误差；二是谐波导致基波发生畸变，计算机在做傅里叶分析计算基本信号相位时，产生附加误差。

4.3 宽频(0.1~10 kHz)测试结果

使用与基波叠加谐波相同的测试线路，测试频率为 0.1~10 kHz。测试中装置测量的误差曲线如图 14 所示。从测试结果可以看到，比值差≤30×10⁻⁶，相位误差≤50 μrad。

5 测量不确定度

采用测量不确定度指南法(guide to the uncertainty in measurement，GUM)对整套系统的测量不确定度进行评估[20]。整套校验系统由电流变换单元、IV 变换和数字采集 3 部分构成。对整套装置在 50 Hz 下的不确定度进行分析和评估，其主要的影响分量如下所述。

1）数字采集装置。该部分装置作为独立的部分开展测试，直接引用文献[11]中数据，其测量不确定度分别为：比值差 u_{tf}=0.5×10⁻⁶(k=2)，相位差 u_{ta}=0.3 μrad(k=2)。

2）电流变换和跨阻放大器。从电路结构上可以将该两部分合成一部分，使用 2 个通道测量同一个电流信号，理论误差应为 0，测试不同电流下的通道系统误差，取不同电流下测试数据的标准方差

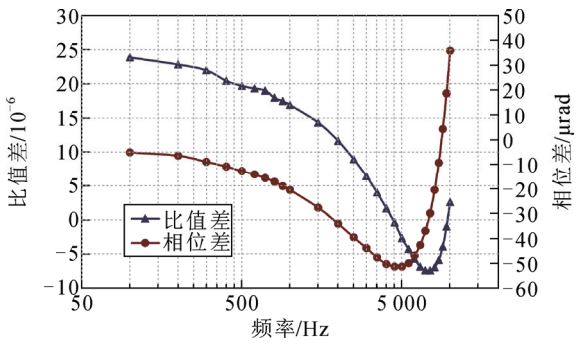


图 14 10 kHz 范围内校验装置的误差曲线

Fig.14 Error curves of verification device within the range of 10 kHz

的最大值作为该部分的不确定度分量，即：比值差为 u_{bf}=1.2×10⁻⁶(k=2)；相位差为 u_{ba}=1.0 μrad(k=2)。

3）不同测量比例的影响。根据双通道切换技术的原理，数字采集部分在测量同一个电压量程时具有最好的测量准确度，也就是标准与被试品的变比相同时不确定度最小，当标准与被试品的变比不相同时，数字采集部分的测量误差会增大，一般在使用时数字采集部分的变比控制在 2:1 以内，为此，综合考虑将 1）和 2）的合成不确定度放大 2 倍作为最终的不确定度评估结果，即比值差为 $u_f = 2\times\sqrt{(0.5)^2+(1.2)^2}\times10^{-6} = 2.6\times10^{-6}$；相位差为 $u_\delta = 2\times\sqrt{(0.3)^2+(1)^2}\,\mu\text{rad} = 2.1\,\mu\text{rad}$。

按照相同的方法，根据宽频条件下的测量结果，评估在 10 kHz 时，校验装置的量测不确定度为：比值差 u_{wf}=30×10⁻⁶(k=2)；相位差 u_{wa}=20 μrad(k=2)。

6 结论

1）校验装置可以实现不同变比的标准与被试电流互感器的误差校验，测量范围为 50 Hz~10 kHz。

2）基于零磁通电流比较仪原理，设计了电子补偿式电流变换单元，提出跨阻放大器的相位补偿方法，并进行计算验证。该部分的不确定度分别为 1.2×10⁻⁶ 和 1.0 μrad。

3）经不确定度评估，校验装置工频下测量不确定度分别为 2.6×10⁻⁶ 和 2.1 μrad；在 10 kHz 范围内，不确定度为 30×10⁻⁶ 和 20 μrad。

参考文献 References

[1] 陈 彬，陈 健，梁 旭，等. 大功率中频三相变压器绕组和铁芯谐波损耗模型[J]. 高电压技术，2022，48(8)：3119-3131.
CHEN Bin, CHEN Jian, LIANG Xu, et al. Harmonic loss model of

winding and core of high-power three-phase medium-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3119-3131.

[2] 杨 苓，黄俊滔，朱涤凡. 基于复合虚拟阻抗的混合储能系统功率分频协调与谐波电流抑制策略[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2017-2028.
YANG Ling, HUANG Juntao, ZHU Difan. Power division coordination and harmonic current suppression strategy for hybrid energy storage system based on composite virtual impedance[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2017-2028.

[3] 赵海波，张万起，沈 迪，等. 动车组避雷器谐波特性分析及建模[J]. 高电压技术，2022，48(10)：3891-3899.
ZHAO Haibo, ZHANG Wanqi, SHEN Di, et al. Harmonic characteristics analysis and modeling of EMU arrester[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3891-3899.

[4] 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.
ZHAO Xiumin. Principle and application of transformer calibrator[M]. Taiyuan, China: Shanxi People's Publishing House, 1982.

[5] 夏 倩，申奥南，唐先锋，等. 基于GOOSE协议的光纤电流互感器内部状态监测系统[J]. 电力信息与通信技术，2023，21(12)：1-8.
XIA Qian, SHEN Aonan, TANG Xianfeng, et al. Internal state monitoring system of fiber optic current transformer based on GOOSE protocol[J]. Electric Power Information and Communication Technolog, 2023, 21(12): 1-8.

[6] 陈福胜，欧朝龙，万 全，等. 电子式互感器校验仪的设计与实现[J]. 电测与仪表，2011，48(1)：55-58.
CHEN Fusheng, OU Chaolong, WAN Quan, et al. Design and development of calibrator for the electronic transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2011, 48(1): 55-58.

[7] 雷 民，姜春阳，李登云，等. 高电压比例标准装置技术综述[J]. 高电压技术，2021，47(6)：1893-1904.
LEI Min, JIANG Chunyang, LI Dengyun, et al. Review of high voltage ratio standard devices technology[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 1893-1904.

[8] ARISTOY G, SANTOS A, TRIGO L, et al. Behavior of current transformers under distorted waveforms[C]// Proceedings of 2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America. Montevideo, Uruguay: IEEE, 2015: 660-663.

[9] CHEN Y Y, DUBOWIK A, MOHNS E. Reference system for current sensor calibrations at power frequency and for wideband frequencies[C] // Proceedings of the 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power. Naples, Italy: IEEE, 2022: 1-6.

[10] CROTTI G, GALLO D, GIORDANO D, et al. Industrial comparator for smart grid sensor calibration[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(23): 7784-7793.

[11] 岳长喜，MOHNS E，周 峰，等. 一种电压比例精密测量方法[J]. 电测与仪表，2013，50(3)：37-40.
YUE Changxi, MOHNS E, ZHOU Feng, et al. A method of precision measurement for voltage ratio[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2013, 50(3): 37-40.

[12] MOHNS E, YUE C, ZHOU F, et al. A current transformer test set for the audio frequency range[C]// Proceedings of 2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Washington, USA: IEEE, 2012: 302-303.

[13] 李 璿，李 辉，毕建刚，等. 低频条件下标准电压互感器误差特性分析[J]. 高电压技术，2023，49(9)：3719-3729.
LI Xuan, LI Hui, BI Jiangang, et al. Analysis of error characteristics of standard voltage transformers under low frequency conditions[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(9): 3719-3729.

[14] BACHMAIR H. Untersuchung des Fehler- und Stabilitätsverhaltens von elektronisch fehlerkompensierten Stromwandlern[D]. Braunschweig, Germany: Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik, 1977.

[15] MOORE W J M, MILJANIC P N. The current comparator (IEE electrical measurement)[M]. London, UK: Peter Peregrinus, 1988.

[16] 史 骏，彭静玉. 基于双T网络的50 Hz陷波电路设计[J]. 科技信息，2011(21)：121-122，42.
SHI Jun, PENG Jingyu. The design of a 50 Hz frequency trap filter based on double T net[J]. Science & Technology Information, 2011(21): 121-122, 42.

[17] 王兰若，李 荡，张树华，等. 基于隧穿磁阻效应的随器量测电流传感器研究[J]. 电力信息与通信技术，2022，20(1)：100-106.
WANG Lanruo, LI Dang, ZHANG Shuhua, et al. Research on current sensor for in-device measurement based on tunnelling magnetoresistance effect[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2022, 20(1): 100-106.

[18] 范 浩. 纳米晶合金铁芯在电力互感器中的运用[J]. 机械工程与自动化，2015(6)：201-202.
FAN Hao. Application of nanocrystalline alloy core in electric power transformer[J]. Mechanical Engineering & Automation, 2015(6): 201-202.

[19] 赛尔吉欧·佛朗哥. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计[M]. 刘树棠，朱茂林，荣 玫，译. 3版. 西安：西安交通大学出版社，2004：231.
FRANCO S. Design with operational amplifiers and analog integrated circuits[M]. LIU Shutang, ZHU Maolin, RONG Mei, translated. 3rd ed. Xi'an, China: Xi'an Jiaotong University Press, 2004: 231.

[20] 中国计量测试学会. 一级注册计量师基础知识及专业实务[M]. 4版. 北京：中国质检出版社，2017.
China Society of Metrology and Testing. Basic knowledge and professional practice of a first-class certified metrologist[M]. 4th ed. Beijing, China: China Quality Inspection Press, 2017.



王斯琪(通信作者)
1977—，男，高工
主要从事高电压试验技术的研究工作
E-mail: 14674586@qq.com

WANG Siqi
Senior engineer
Corresponding author

收稿日期 2023-09-05 修回日期 2024-04-12 编辑 曾文君