

抗直流电流互感器校验仪检定方法研究

李晓辉¹, 李磊¹, 邹琪¹, 刘小琛¹, 杨光¹, 朱重冶²

(1. 国网天津市电力公司电力科学研究院, 天津 300384; 2. 宁波三维电测设备有限公司, 浙江 宁波 315032)

摘要:目前国内对于抗直流电流互感器校验仪的检定研究,除了正弦全波电流信号情况下的校验仪准确度计量可以通过整体检定方法得到传递外,对于正弦半波电流信号的测量,尚无专业校准设备可以完成。该文提出一种能满足正弦全波、全波带直流、正弦半波三种测试条件的抗直流互感器校验仪整体检定技术,分析抗直流互感器校验仪的工作原理和误差模型,特别对正弦半波工作电流情况下的校验仪误差检定和校准方法进行详细的研究,介绍该装置核心模块双路任意波程控信号源的工作机理和信号流程,并通过第三方测试设备对关键的谐波成份以及各种误差工况下的输出电流精度及稳定性进行测量和验证,对可能产生的装置不确定度进行了分析。测量结果证明,提出的整体检定技术达到预期效果,对于完善目前正在开展的抗直流互感器计量体系具有重要意义。

关键词:抗直流电流互感器;校验仪;正弦半波电流;误差检定

DOI:10.19753/j.issn1001-1390.2019.022.022

中图分类号:TM93

文献标识码:B

文章编号:1001-1390(2019)22-0131-08

Research on verification method of anti-DC current transformer calibrator

Li Xiaohui¹, Li Lei¹, Zou Qi¹, Liu Xiaochen¹, Yang Guang¹, Zhu Chongye²

(1. Electric Power Research Institute of State Grid Tianjin Electric Power Company, Tianjin 300384, China.

Ningbo Sunrise Instruments Co., Ltd., Ningbo 315032, Zhejiang, China)

Abstract: At present, there is no professional calibration equipment for the calibration of anti-DC current transformer in China, except that the accuracy measurement of the calibrator under the condition of sinusoidal full-wave current signal can be transmitted by the overall calibration method. An integrated calibration technology of anti-DC transformer calibrator which can satisfy three test conditions of sinusoidal full-wave, full-band direct current and sinusoidal half-wave is proposed in this paper. The working principle and error model of anti-DC transformer calibrator are analyzed. In particular, the calibration method of the calibrator under sinusoidal half-wave working current is studied in detail, and the dual-channel core module of the device is introduced. The working mechanism and signal flow of the program-controlled signal source are analyzed. The key harmonic components and the output current accuracy and stability under various error conditions are measured and verified by the third-party testing equipment. The possible uncertainty of the device is also analyzed. The measurement results show that the overall verification technology proposed in this paper achieves the desired results and is of great significance for improving the current measurement system of anti-DC transformers.

Keywords: anti-DC current transformer, calibrator, sinusoidal half-wave current, error verification

0 引 言

抗直流电流互感器^[1-3]是国网公司近期正在研究并准备大力推广的热点项目之一,其优异的传输性能使得互感器在一些带有严重直流分量的电流情况下,也拥有足够的准确度,以保证电能计量的准确性^[4-5]。通过对抗直流电流互感器性能的分析,最能直观和全面测试抗直流能力的方法是用正弦半波电流作为一次工作电流,

通过抗直流互感器校验仪测量标准电流互感器和抗直流电流互感器的二次电流幅值和相位,就能得出比差和角差,图1、图2所示分别为半波电流情况下的普通电流互感器和抗直流电流互感器二次响应波形(虚线)。

按照新的国网标准^[6],抗直流电流互感器必须满足正弦全波信号、全波带直流偏置,正弦半波这三种一次电流情况下的误差限值,半波电流情况下比差不超

过2%,角差不超过120'。考虑到标准电流互感器的准确度通常可以达到0.02级,小到可以忽略,校验仪是主要测量误差来源,如果把标准不确定度规定到不超过被测的1/4,那么抗直流电流互感器校验仪的半波测试不确定度就不得超过比差0.5%和角差30',作为该互感器校验仪的检定装置半波模型测试不确定度以被检校验仪误差的1/5计就不得大于0.1%和6',所以装置对正弦半波模式时的准确度定义为0.1级。

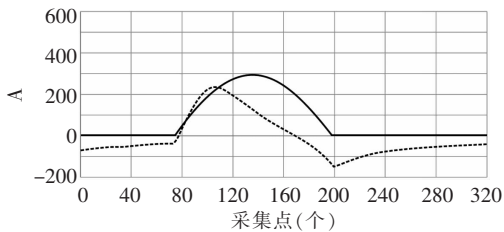


图1 普通互感器的二次波形

Fig. 1 Secondary waveform of a common transformer

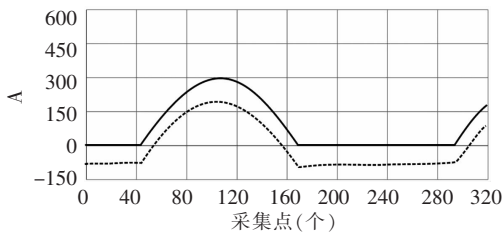


图2 抗直流互感器的二次波形

Fig. 2 Secondary waveform of DC-resistant transformer

之前对抗直流互感器校验仪的校准通常采用文献[7]中介绍的元件法,见图3, I_{2+} 、 I_{2-} 为被检电流输入端子, V_{1+} 、 V_{1-} 为标准电压输入端子, R 上产生正比于交直流电流的电压降,该方法有两个明显的不足之处:

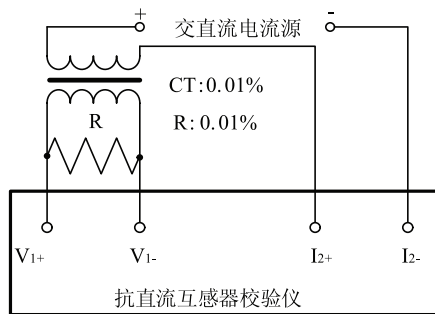


图3 元件法校准抗直流互感器校验仪原理图

Fig. 3 Schematic diagram of component method calibration DC reactor calibrator

(1)只能进行比差的校准,除了零角差误差,无法溯源至其他已知角差数据;

(2)由于标准电阻规格有限,除了零误差的情况,对非零比差的设置只能通过改变互感器抽头来实现,性能非常有限。

文中的整体检定方法,具有全功能、一体化、数字化、自动化等一系列现代基准设备的特征。

1 抗直流互感器校验仪的原理及算法

1.1 抗直流互感器校验仪的组成

校验仪的工作原理一般采用直接测量法,仪器结构框图见图4,对两个二次电流进行测量比较后得到比差和角差,仪器输入回路通常由两个高精度的有源传感器组成,频谱非常宽,从直流到10 kHz 均应达到0.01%的传输精度,以此来满足三种不同的测量模式。AD转换器必须采用至少16位的多通道高精度同步高速采样,如果每个周波采样250点,那么采样率为12.5 kHz。对于正弦全波信号的测量,精度基本上可以达到0.02级~0.05级。

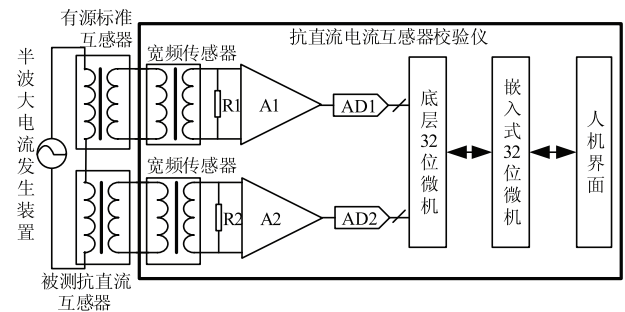


图4 抗直流互感器校验仪结构框图

Fig. 4 Block diagram of the anti-DC transformer calibrator

1.2 抗直流校验仪的测量算法介绍

在一次电流为理想正弦半波情况下,抗直流电流互感器的二次电流信号是一种接近正弦半波带负向直流偏移的波形,经过对负向偏移电流信号平移处理后,看做近似理想的正弦半波信号,正弦半波信号实际上属于非正弦的周期信号,可以用函数描述为^[8]:

$$x(t) = X_0 + X_{1m} \sin(\omega t + \theta_1) + X_{2m} \sin(2\omega t + \theta_2) \dots + X_{km} \sin(n\omega t + \theta_n) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n)$$

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (1)$$

X_{nm} 为各次谐波的幅值, θ_n 为各次谐波在 $t = 0$ 时刻的初相角; a_n 、 b_n 分别为各次谐波的正弦和余弦分量幅值;根据傅里叶算法可以求得:

$$\text{各次谐波峰值 } X_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$X_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t); \quad (2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t); \quad (3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t); \quad (4)$$

将上述公式离散化后得到:

$$X_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k); \quad (5)$$

$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \sin(nk \frac{2\pi}{N}); \quad (6)$$

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos(nk \frac{2\pi}{N}); \quad (7)$$

在分析基波分量情况下, $n=1$; x_k 为 AD 采样得到的各点数据; N 为周期采样的点数, 在离散情况下: $\omega t = 2\pi f \frac{T}{N} k = k \frac{2\pi}{N}$; 可以得到基波的正弦全波有效值

为: $\sqrt{a_1^2 + b_1^2} / \sqrt{2}$; 初相角为: $\theta = \tan^{-1}(\frac{b_1}{a_1})$;

通过计算并比较标准信号和被检信号的二次基波有效值和相位角, 即可得到当前的比差和角差。

2 检定装置的组成介绍

检定装置沿用互感器校验仪整体检定的概念^[9-10], 由双路程控任意波信号源、精密压控恒流源、测量校准模块以及嵌入式微机系统组成, 输出抗电流直流互感器校验仪测量所需的三种模式波形信号, 具备高准确度的自校准功能模块, 系统架构见图 5, 装置能达到的准确度分别为: 正弦全波 0.01 级, 全波带直流偏置及正弦半波 0.1 级。满足对抗直流互感器校验仪的计量传递。

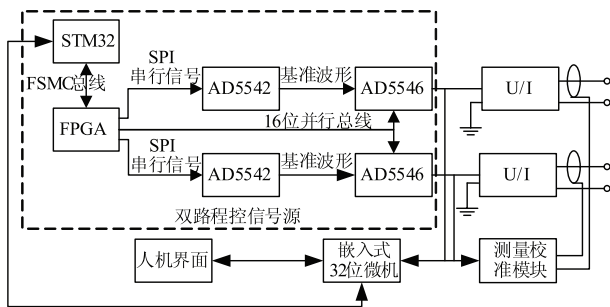


图 5 装置原理框图

Fig. 5 Block diagram of the device

3 满足任意公式编辑的半波信号源精密控制技术

3.1 半波信号的谐波成分要求

由于半波信号的成分差异对被检的抗直流互感器误差有很大影响, 所以国网公司的相关标准中规定了对半波测试信号的要求, 其中畸变率小于 5%, 工频频

率误差不超过 2%, 半波波形及成份要求分别见图 6、图 7, 假如半波峰值为 1, 其各次谐波成份可以由以下公式来计算 (n 只取偶数):

$$f(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\omega t) + \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{1-n^2} \cos(n\omega t) \quad (8)$$

直流分量 = $1/\pi = 0.3183$;

50 Hz 的基波分量 = 0.5;

n 次偶次谐波的分量为: $\frac{2}{(n^2 - 1)\pi}$;

2 次谐波分量为: $\frac{2}{3\pi} = 0.2122$;

4 次谐波分量为: $\frac{2}{15\pi} = 0.04244$;

图 7 中列出了 20 次以内的谐波成份标准值。

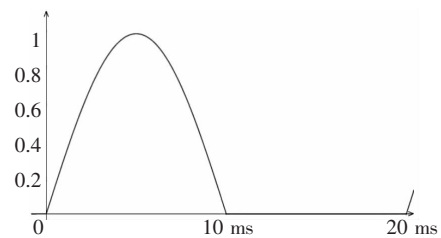


图 6 标准半波波形

Fig. 6 Standard half-wave waveform

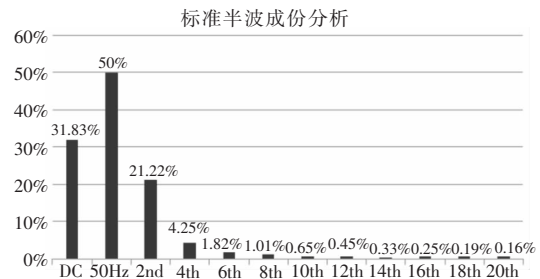


图 7 标准半波的谐波成份

Fig. 7 Standard half-wave harmonic components

3.2 双路任意波形信号的算法模型

本方案的半波基准由内置的任意波双路程控信号源完成, 通过公式编辑完成精密的半波信号输出, 比差角差通过两路信号源的幅值差和相位差来实现, 按照设计, 最高比差分辨率可以达到 2^{-15} (优于 0.01%), 角差分辨率 0.01, 每个周期采用了 8 000 点波形拟合, 失真度小于 0.1%, 完全满足检测需求。理论上正弦半波信号的公式可以由 (8) 式计算得出, 但是只有 n 非常大时才接近理论半波, 为此采用如下公式:

$$x(t) = \left| \frac{A}{2} \sin(\omega t + \theta) \right| + \frac{A}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (9)$$

只需给出确定的幅值 A 和初相角 θ 即可得到一个连续的正弦半波。

STM32 微机通过对半波进行 N 点等间隔计算得到一组半波的采样点 $X(k)$, 见 (10) 式, 然后将数据 $X(k)$ 发送给 FPGA, FPGA 具有并行、高速处理能力, 能将 ROM1, ROM2 的数据同时通过 SPI 串行信号发送给 AD5542。

$$X(k) = \left| \frac{A}{2} \sin\left(\frac{k}{N} 2\pi + \theta\right) \right| + \frac{A}{2} \sin\left(\frac{k}{N} 2\pi + \theta\right), \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (10)$$

假设标准信号的表达函数为 $x_1(t)$, 被检信号的表达函数为 $x_2(t)$, 标准信号初相角为零, 设定比差为 f , 角差为 δ , 被检信号直流偏移为 $-m$, 分别可得到两个信号的函数表达式:

$$x_1(t) = \left| \frac{A}{2} \sin(\omega t) \right| + \frac{A}{2} \sin(\omega t) \quad (11)$$

$$x_2(t) = (1+f) \left[\left| \frac{A}{2} \sin(\omega t + \delta) \right| + \frac{A}{2} \times \sin(\omega t + \delta) \right] - m \quad (12)$$

按照上述离散化的处理方法, 即可输出标准和被检两路正弦半波信号。

图 8 为两路输出信号的仿真结果, 实线为标准信号波形, 虚线为被检信号波形, 设定标准信号峰值单位为 2, 比差 -5% , 角差 $480'$, 被检信号负向偏移 0.4 单位。

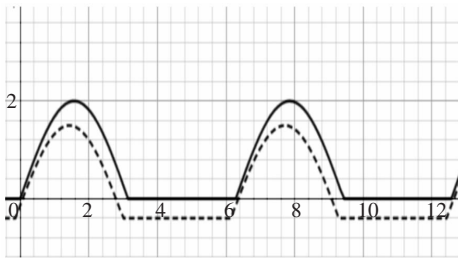


图 8 半波误差信号仿真

Fig. 8 Half-wave error signal simulation

装置实际输出波形见图 9。

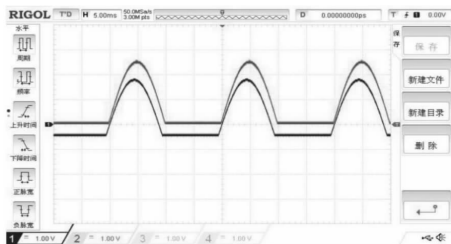


图 9 实际输出电流波形

Fig. 9 Actual output current waveform

3.3 双路程控源工作原理

程控源(DDS)原理框图如图 10 所示。

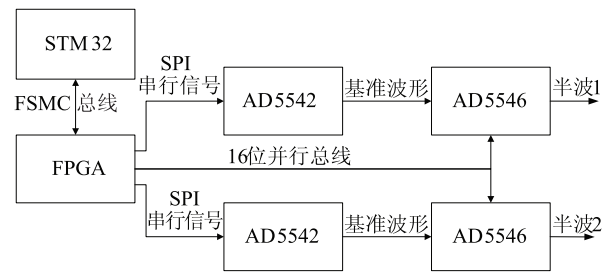


图 10 程控信号源原理框图

Fig. 10 Block diagram of the program control signal source

DDS 主要由数字控制部分 FPGA + STM32 以及模拟部分 DAC 装换器 AD5542 和 AD5546 组成。FPGA 负责该部分的逻辑及驱动控制, STM32 负责波形的 ROM 的生成^[11-14]。

AD5542 的作用是将 $X(k)$ 构成的 ROM 的波形还原出来。不考虑该波形的有效值。波形还原出来之后 AD5546 将 AD5542 还原的波形作为基准信号, 通过调节 DAC 的码值, 来控制 DDS 输出的有效值的大小。

不同通道比差角差的形成:

在理想情况下两个 DDS 产生的一个波形需要图 11 所示的几个过程:

T_1 时刻为 AD5546 并行总线完成数据传输的时间, 典型值是 40 ns;

T_2 时刻为 AD5542 串行 SPI 总线完成数据传输的时间, 合计典型值 570 ns;

T_3 时刻为 AD5542 输出基准波形时间, 典型值 60ns;

T_4 时刻为 AD5546 接收到 AD5542 基准并完成幅值大小时间, 典型值 500 ns;

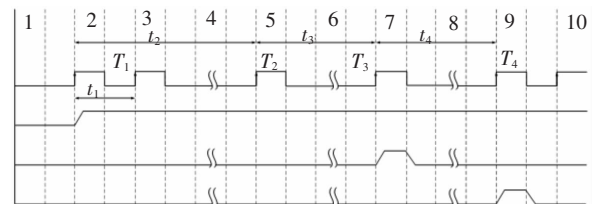


图 11 信号源工作时序图

Fig. 11 Signal source operation time-sequence diagram

在 PPS 到来之后时钟信号开始使能, AD5542 和 AD5546 开始通过串行总线和并行总线进行数据传输, 在 T_1 时刻完成 AD5546 传输, 此时的时间间隔为 t_1 , 该

t_1 为已知且固定的一个时间。在 T_2 时刻完成 AD5542 的数据传输,从 PPS 上升沿到 T_2 时刻也是一个固定的时间间隔 t_2 。在 AD5542 接收完成数据之后到 AD5542 输出基准波形的时间间隔 t_3 ,该过程的时间间隔由模拟的 DAC 器件以及 AD5542 的外围电路的运放摆率决定,在 T_3 到 T_4 时刻之间也由 AD5546 的器件和运放速率决定。

DDS 通道从 PPS 开始信号来临到输出的总延迟为: $t = t_2 + t_3 + t_4$

不同的通道该时间不是一个相同的值。由于两个不同的通道 DAC 器件,电阻等元件的差异造成两个通道之间的相位、幅值差异,需要由内置校准模块对该差异进行校准补偿。

4 半波恒流源输出模块的精度控制方法

被检互感器校验仪所需为电流信号,幅值大小模拟标准和被检互感器的二次电流,所以设计规格为全波最大有效值 7.5 A,半波最大峰值电流 10 A。本节讨论的是精密的压控恒流源设计^[15-16],因程控源输出电压及其稳定,影响项目指标的主要在于电压变换电流环节,除了解决电流输出的功能性要求外,将恒流源作为检定装置的重要部分,势必要在以下几个部分进行重点考察研究,确保装置的稳定性:

(1) 恒流源的传变特性

为了满足三种测量模型,必须保证恒流源具有优秀的宽频传变特性,特别是在半波模式情况下的测量误差对波形成分及其敏感。

装置输出峰值 2 A 的半波电流,用 Fluke435 电能质量分析仪对波形成份进行检测,实测得到的数据见下表 1,可见各谐波成份与理论数据高度吻合:

表 1 实测谐波成份

Tab. 1 Measured harmonic components

谐波次数	理论数据/%	实测值/%
DC	31.83	31.6
基波(50Hz)	50	50.4
2次(100Hz)	21.22	21.4
4次(200Hz)	4.244	4.26
6次(300Hz)	1.819	1.85
8次(400Hz)	1.01	1.06
10次(500Hz)	0.643	0.648
12次(600Hz)	0.445	0.449
14次(700Hz)	0.326	0.332
16次(800Hz)	0.250	0.259
18次(900Hz)	0.197	0.205
20次(1000Hz)	0.160	0.172

对于工频正弦信号的相移,我们利用一个 50 Hz 的方波电压信号输入到恒流源模块,用数字示波器观察输入电压与输出方波电流之间的相位移小于 $2\ \mu\text{s}$,那么在两路对称设计的情况下,差异引起的额外角差会小于 0.2。

(2) 大电流情况下的热稳定性考核,作为基准设备,预热五分钟后进入工作状态,并且具有良好的长期工作稳定性,合理设计的散热措施将使功率放大器处于安全状态,保证输出波形的失真度满足指标要求,散热效果与失真度、频响的关系见图 12,而采样电阻温漂指标为 10 ppm/°C,对于温升 20 K 的场合,电阻阻值的变化量不超过 0.02%。

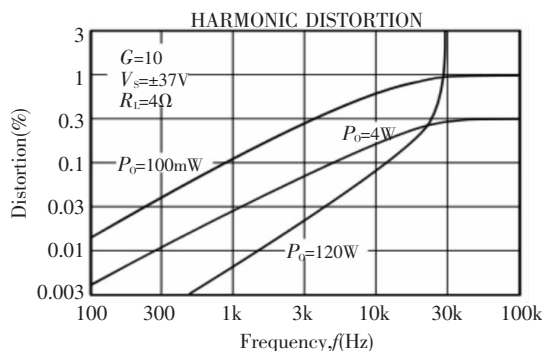


图 12 失真与功耗及频率关系

Fig. 12 Relationship among distortion, power consumption and frequency

(3) 满足不同量程的电流输出,避免噪声带来更大的数据不确定性。

抗直流互感器的测量范围从正弦全波有效值的 1% 到 150%,对于额定二次电流 5 A 来说,电流测量范围即为:0.05 A ~ 7.5 A,考虑到大功率运放的输入噪声,装置的压控恒流源将输出分为两个量程,小电流量程采用大的采样电阻,大电流量程采用小的采样电阻,确保输入信号的信噪比见图 13,其中电阻需精密匹配,使得:

$$R_{31} = R_{30}; R_{33} = R_{32},$$

则有以下关系:

$$I_{\text{out}} = \frac{R_{30}}{R_1 R_{32}} U_{\text{in}};$$

(4) 通过补偿取得优异的负载特性

由于不同的被检校验仪有一定的输入回路内阻抗差异,所以检定装置的带载能力会直接影响本身的计量性能。尽管通过恒流源的设计,输出电流大小与负荷无直接联系,但是装置还是设计成通过正弦全波信号情况下的开机校准来实测数据差异对半波模式进行校准。

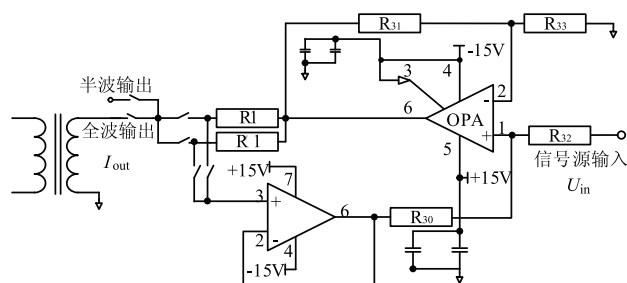


图 13 压控恒流源电路图

Fig. 13 Circuit diagram of voltage controlled constant current source

考虑到被检互感器误差一般不超过 10%，两个通道的幅值差异也小于 10%，也就是说两个通道处于同一个测量量程，这种情况下，测量大小接近的正弦全波信号数据引入的误差不会大于 0.01%，而相位补偿可以通过正弦全波模式下的傅里叶算法得出准确的两通道相位差，此时测量不确定度小于 0.3。

5 技术验证与不确定度分析

5.1 半波实测数据分析

装置实际工作中将先用全波电流进行通道间的差异测试，用两台经过同一电流校准的安捷伦 34465A 同步采样算法万用表对已经取得通道补偿的输出电流进行测试，分别为标准通道：

3.511 33 A 和被检通道：3.511 31 A，差异只有：5 ppm，说明内部补偿已经到位。

这时装置分别输出零误差的双路半波电流，10%、1%、0.1% 比差的双路半波电流，500' 角差的双路半波电流，半波电流在两个 0.01 级 1 Ω 大功率精密电阻上采用八位半的万用表 3 458 A 的 ACV + DCV 功能进行有效值测定，从而进行方法和精度验证，由于只测试 10% 以内的比差，两通道数据差异小于 10%，所以在一分钟稳定性得到保障情况下，短期内对 ACV + DCV 的测试精度可以不作考核。

实际测得标准半波电流一分钟 60 组数据，有效值平均为：2.484 71 A；稳定性：0.001 2%；见图 14。

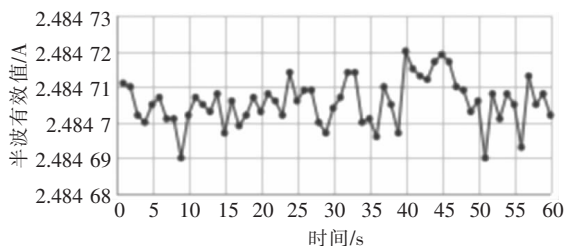


图 14 标准通道半波电流稳定性测试

Fig. 14 Standard channel half-wave current stability test

输入装置的比差为 0 时，测得被检半波电流一分钟 60 组数据，有效值平均为：2.484 19 A，稳定性：0.002 6%，此时实际输出比差为：

$(2.484 19 - 2.484 71) / 2.484 71 = -0.021\%$ ；见图 15。

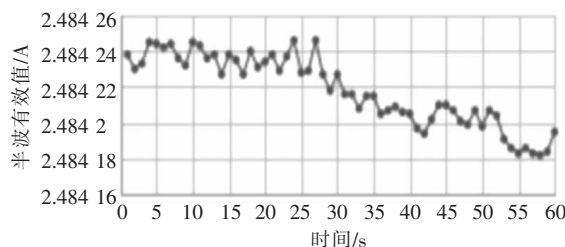


图 15 零误差情况下的被检半波电流稳定性测试

Fig. 15 Tested half-wave current stability test under zero error

输入装置的比差为 -10% 时，测得被检半波电流一分钟 60 组数据，有效值平均为：2.236 78 A，稳定性：0.002%，此时实际输出比差为：

$(2.236 78 - 2.484 71) / 2.484 71 = -9.978\%$ ；见图 16。

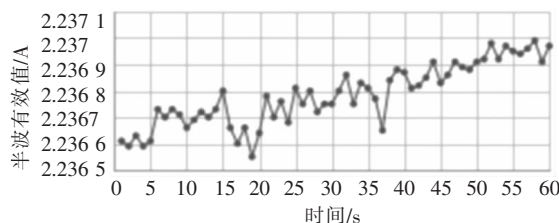


图 16 -10% 比差情况下被检半波电流稳定性测试

Fig. 16 Half-wave current stability test under -10% ratio

输入装置的比差为 -1.00% 时，测得被检半波电流一分钟 60 组数据，有效值平均为：2.459 78 A，稳定性：0.001 9%，此时实际输出比差为：

$(2.459 78 - 2.484 71) / 2.484 71 = -1.003\%$ ；见图 17。

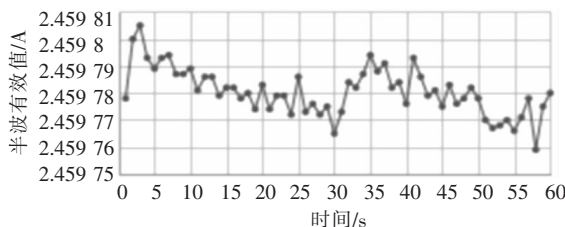


图 17 -1% 比差情况下被检半波电流稳定性测试

Fig. 17 Half-wave current stability test under -1% ratio

输入装置的比差为 -0.100% 时,测得被检半波电流一分钟60组数据,有效值平均为:2.482 21 A,稳定性:0.001 5%,此时实际输出比差为:

$(2.482\ 21 - 2.484\ 71)/2.484\ 71 = -0.100\ 6\%$; 见图18。

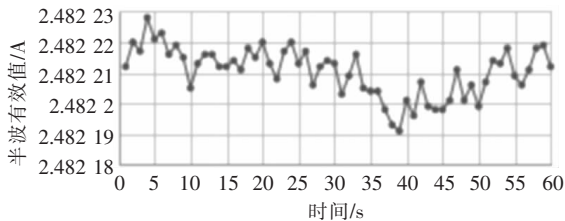


图18 -0.1% 比差情况下被检半波电流稳定性测试

Fig. 18 Half-wave current stability test under -0.1% ratio

设定比差为零,角差 $500'$ 时,用3 458 A测量两路电流的差流,测得半波电流差流一分钟60组数据,有效值平均为:0.363 157 A,稳定性:0.016%,此时输入装置的角差为 $500'$,实际输出角差为:

$(0.363\ 157/2.484\ 71) \times 3\ 438 = 502.5'$;见图19。

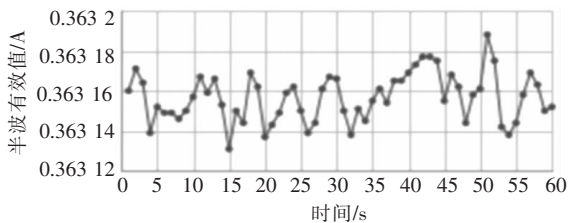


图19 $500'$ 角差情况下两通道差流稳定性测试

Fig. 19 Two-channel differential current stability test with 500 angular difference

5.2 装置不确定度测算

作为计量器具,最重要的指标莫过于准确度等级和长期的稳定性,以上分析表明,程控信号源本身具有极好的双路对称性,差异非常小且稳定,主要不确定度来源于电压电流的转换环节,即压控恒流源部分,涉及转换精度的因素主要有:

(1) 采样电阻的精度与稳定性

大功率采样电阻采用进口的 vishay 功率电阻,标称精度0.1级,温漂10 ppm,通过高精度电阻测试仪测得电阻不确定度可以达到0.01%,实际测得工作过程中功率电阻温升低于 $20\ ^\circ\text{C}$,同时其他低功率 vishay 电阻匹配精度可以达到0.005%,这样由于电阻引起的测量不确定度在:

$$\varepsilon_1 = \sqrt{0.01^2 + 0.02^2 + 0.005^2} (\%) = 0.023\%$$

(2) 结温对功率放大器输出精度的影响

查阅大功率集成运放 OPA512 输出信号安全运行曲线,见图20。

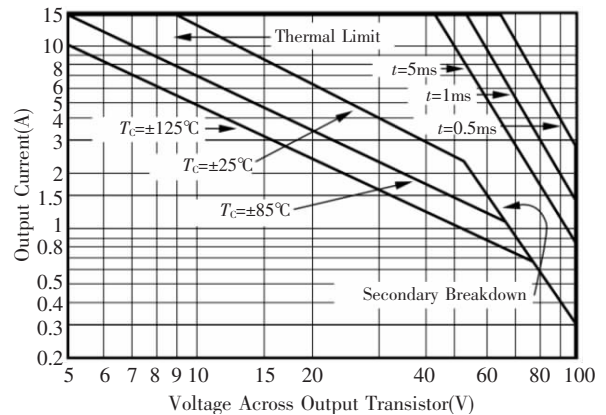


图20 OPA512 放大器的安全运行曲线

Fig. 20 Safe operation curve of OPA 512 amplifier

当 OPA 512 工作在安全线性区时,输出电流随着输入电压呈线性关系,当 OPA 512 工作在截至区时,输出电流是固定不变的。所以当放大器结温升高使得运行区域接近截止区时,输出电流的压控特性被破坏,从而产生电流输出误差,通常为负误差。为此装置将运放工作电源设计成一个能够与输出电压保持 $5\ \text{V} \sim 6\ \text{V}$ 压差的随动系统,确保在较高结温下尚能保证输出精度,由结温带来的不确定度预估: $\varepsilon_2 = 0.01\%$ 。

(3)内部校准机制偏差产生的错误补偿影响鉴于上述的采样电阻及放大器结温对本装置的准确度有直接的影响,设计中采用了动态校准的方法,以期取得更好的长期稳定性。在装置内部增加了可以对输出精密监控的测量模块,见图3,通过对采样电压的傅里叶分析得到恒流源环节的幅值 φ_0 和相位变化 δ_0 等,根据检测模块的测量水平,动态校准补偿不充分造成的不确定度应该不超过: $\varepsilon_3 = 0.02\%$;综合上述三项不确定度,可以测算整体不确定度: $u = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2} = \sqrt{0.023^2 + 0.01^2 + 0.02^2} = 0.031\%$,考虑扩展系数 $k = 2$,得到半波模式下的扩展不确定度为 $U = 0.062\%$;符合0.1级的装置不确定度设计要求,而在正弦全波测试条件下,本装置均具有长期的实时校准补偿功能,使得输出不确定度优于0.01级。

6 结束语

文中介绍了一种满足抗直流电流互感器校验仪检定要求的装置,核心是双路多功能信号的模型建立和

电路实现,并利用内置检测模块实现实时反馈或者开机的测量补偿,所定的技术指标满足计量传递的要求,经过3458A万用表ACV+DCV功能的测试验证,及一分钟稳定性考核,证实本装置设计思路新颖,功能及指标合理。本技术方案的实现对于完善目前正在开展的抗直流互感器计量体系具有重要意义,随着该电流互感器制造水平的提高,将会在整个电力计量范围内进行推广,并计划取代之前的计量用低压电流互感器,因此是一项意义深远的技术革命,本装置性能必将随着技术的进步不断提高,在输出波形的多样性方面,测量稳定性方面,会有更好的表现。

参考文献

- [1] 靳绍平,李敏,刘见,等. 低压抗直流电流互感器及检测装置研究[J]. 电测与仪表, 2016, 53(13): 59-64.
Jin Shaoping, Li Min, Liu Jian, et al. Research on low anti-DC current transformer and its detection device[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(13): 59-64.
- [2] 李长云,李庆民,李贞,孙秋芹. 直流偏磁条件下电流互感器的传变特性[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(19): 127-132.
Li Changyun, Li Qingmin, Li Zhen, et al. Transfer Characteristics of Current Transformers With DC Bias[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(19): 127-132.
- [3] 毛安澜,王欢,王晓琪,等. 直流偏磁对电流互感器性能影响的研究[J]. 电测与仪表, 2013, 50(10): 69-72, 101.
Mao Anlan, Wang Huan, Wang Xiaoqi, et al. Research on Performance of Current Transformer Affected by DC Bias[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2013, 50(10): 69-72, 101.
- [4] 田晓倩,李宝树,申路. 直流偏磁下电流互感器误差特性分析[J]. 高压电器, 2013, 49(11): 104-109.
Tian Xiaoqian, Li Baoshu, Shen Lu. Analysis of Transfer Characteristic for Current Transformers with DC Bias[J]. High Voltage Apparatus, 2013, 49(11): 104-109.
- [5] 李春来,汤晓宇,黄业安,等. 计量用TA在直流偏磁条件下传变特性的实验与分析[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 143-145, 149.
Li Chunlai, Tang Xiaoyu, Huang Yean, et al. Measurement and analysis of transfer characteristic for metering CT with DC magnetic bias[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 143-145, 149.
- [6] 杨振华. 电流互感器抗直流性能检测技术研究[D]. 华东交通大学, 2017.
- [7] 李艳红,谭惠尹. 浅谈全波傅里叶算法与半波傅里叶算法[J]. 电子世界, 2012, (13): 97-98.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 谢标. 基于FPGA的任意波信号发生器的硬件设计与实现[D]. 北京工业大学, 2015.
- [11] 刘域. 基于FPGA与DDS技术的任意波信号发生器设计[D]. 西安理工大学, 2016.
- [12] 刘鑫,任勇峰,储成群,等. 相位可控多通道任意波形信号源卡设计[J]. 仪表技术与传感器, 2015, (3): 39-42.
Liu Xin, Ren Yongfeng, Chu Chengqun, et al. Design of Multi-channels Controllable Phase Arbitrary Waveform Signal Generator. Instrument Technique and Sensor, 2015, (3): 39-42.
- [13] 李朋飞,王勇,黄秋兰. 基于DDS的任意波信号发生器设计[J]. 现代电子技术, 2012, 35(17): 72-74.
Li Pengfei, Wang Yong, Huang Qiulan. Design of arbitrary wave form signal generator based on DDS[J]. Modern Electronics Technique, 2012, 35(17): 72-74.
- [14] 丁志杰,吕明召,赵志伟. 压控恒流源的动态性能研究[J]. 电子测量技术, 2015, 38(9): 6-9.
Ding Zhijie, Lv Mingzhao, Zhao zhiwei. Study on dynamic performance of voltage controlled constant current source[J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(9): 6-9.
- [15] 黄远豪,李琦,赵秋明. 基于STM32的程控精密电流源系统的设计[J]. 仪表技术与传感器, 2015, (11): 42-44, 48.

作者简介:



李晓辉(1973—),男,工学硕士,教授级高级工程师,从事电测量及智能用电技术研究。
Email: 13920618076@163.com

李磊(1985—),男,工学硕士,高级工程师,从事电能计量技术研究。
Email: laynbylee@163.com

邹琪(1984—),女,大学本科,高级工程师,从事电测标准技术研究。
Email: Zouqi1004@163.com

刘小琛(1978—),女,大学本科,高级工程师,从事电能计量技术研究。
Email: qingzi780211@sina.com

杨光(1983—),男,大学本科,高级工程师,从事电能计量与信息采集技术研究。
Email: Superyng1027@126.com

朱重冶(1964—),男,大学本科,高级工程师,从事电能计量新技术研究。
Email: nbzcy@126.com

收稿日期:2019-03-22;修回日期:2019-06-11

(王艳丽 编发)