

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209306

# 高分辨率连续可调的直流电流比例变换装置\*

周力任, 朱力, 耿骥

(1. 上海市计量测试技术研究院 上海 201203; 2. 上海市在线检测与控制技术重点实验室 上海 201203)

**摘要:**基于测差原理的直流电流比例量值溯源通常是满足测量不确定度要求的有效途径。然而,电流比例可调分辨率的短板限制了实际溯源的应用范围。提出“等效分数匝”的概念,建立比例深度调节的数学模型,突破现有理论下比例最小步进值的束缚,实现多盘联动、分辨率达到 $1 \times 10^{-9}$ 、误差优于 $\pm 2 \times 10^{-7}$ 的直流电流比例变换装置。级联两台电流比例标准器,调节组合后的比例与被校比例名义值一致,解决量程内全步进值溯源的难题。针对该变换装置,提出一种基于参考绕组的自校准方法,逐盘测量一次绕组与参考绕组和二次绕组的差值,关联各盘间误差,得到任意盘任意置位下的比例实际值,具备不依赖上一级标准器、实时复现量值的特点。

**关键词:**直流电流比例;分辨率;级联;联动;不确定度;自校准

**中图分类号:** TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4

## Continuous adjustable direct current ratio conversion device characterized by high resolution

Zhou Liren, Zhu Li, Geng Ji

(1. Shanghai Institute of Measurement and Testing Technology, Shanghai 201203, China;

2. Shanghai Key Laboratory of On-line Testing and Control Technology, Shanghai 201203, China)

**Abstract:** The traceability of direct current ratio based on the principle of difference measurement is usually an effective way to meet the requirement of measurement uncertainty. However, the shortboard with the ratio adjustable resolution limits the application range of practical traceability. In this article, we propose the concept of equivalent fractional turns, establish the mathematical model of deep adjustment, break through the bondage of the ratio minimum step value under the existing theory, and realize the direct current ratio conversion device with the characteristics of multi-disk linkage with the resolution  $1 \times 10^{-9}$  and the error superior to  $\pm 2 \times 10^{-7}$ . The nominal ratio value of two standard devices is adjusted after linkage to be consistent with the calibrated one and solve the problem of full step value traceability within the range. A self-calibration method based on the reference winding is proposed for this conversion device. The difference value among the primary winding, reference winding, and secondary winding is measured in proper order. We correlate the error between the disks and obtain the actual ratio value of any disk at any position, which is characterized by real-time reproduction without relying on the upper standard device.

**Keywords:** direct current ratio; resolution; stage-connection; linkage; uncertainty; self-calibration

## 0 引言

随着直流电流的广泛应用,对其测量技术也提出了更高的要求,涉及先进制造业和重要科学研究中的众多领域<sup>[1-3]</sup>。例如,特高压直流输配电产业和电动

汽车产业的电量计量,医疗产业核磁共振设备的电流精密测量,粒子对撞机、同步辐射光源等大科学装置的高性能电流源监测。直流大电流的测量原理通常是将大电流按预期比例转换成小电流或电压,便于通用仪表的测量,转换原理主要有霍尔式、分流器式和磁调制式<sup>[4-6]</sup>。

收稿日期:2022-02-17 Received Date: 2022-02-17

\* 基金项目:原国家质量监督检验检疫总局项目(2016QK117)、上海市市场监督管理局项目(2019-09)资助

国内外学者通过理论分析和试验验证等手段对大电流测量技术和仪器校准方法开展研究。陈利翔等<sup>[7]</sup>观测和分析了电流互感器铁心磁滞传变特性及影响规律,研制了谐波比值误差实验系统,发现基波叠加单次谐波时,负载大到引起铁心饱和后,奇次谐波比值误差明显增加,且随着基波电流增加而增大,偶次谐波比值误差随着基波电流的增加而变化不大。基波叠加直流分量时,非对称磁滞回线导致二次电流含有谐波电流,将显著增大谐波传变误差。

Zhao 等<sup>[8]</sup>提出三步建立标准直流电流比例 1 000 : 1 的方法,用于校准商用 1 000 : 1 直流电流传感器。第 1 步,通过 11 个直流电流传感器的排列组合确定比例 10 : 1; 第 2 步,搭建一个双级复合直流电流传感器,实现比例 100 : 1; 第 3 步,通过交换上述双级结构的辅助绕组,确立标准比例 1 000 : 1。结果表明,标准比例 1 000 : 1 的扩展不确定度为  $2.6 \times 10^{-7}$ 。

Brom 等<sup>[9]</sup>开发了一套实际工况下评价列车电能计量的电流传感器装置,高精度零磁通电流传感器和宽频分流器作为标准。装置依靠可编程电子负载实现最大动态电流 600 A,试验发现,半小时左右分流器直流电阻热效应误差约为 0.03%,短时固有电流系数同样约为 0.03%,交流失真度的影响量也在  $10^{-6}$  量级。

磁调制式直流电流比较仪(以下简称“比较仪”)具有高准确度和高线性度的优点,广泛应用于直流电流比例的校准<sup>[10]</sup>。为实现最佳测量不确定,通常采用测差原理进行直流电流比例的量值溯源<sup>[11]</sup>,这就要求标准比例与被校比例的名义值一致。然而,标准器的比例数量有限,如需在一台标准器中实现多电流比例,往往采取比例绕组中间抽头的技术路线,但这并没有从本质上解决该问题,明显限制了标准器量程范围内所能覆盖的比例数量。

本文提出固定比例的标准器二次侧级联一台高分辨率连续可调的直流电流比例变换装置,实现组合后两台标准器量比例值的任意变换,解决量程内全步进值溯源的难题。为保证该变换装置参数的准确可靠,提出一种基于参考绕组的自校准方法,在不借助上一级计量标准的条件下自行复现量值。以一台具有特殊电流比例的标准器为试验对象,依据 JJF(沪)62-2021 直流电流比较仪校准规范<sup>[12]</sup>进行全量程的校准,验证方法及装置的合理性和有效性。

## 1 模型的建立与分析

直流电流无法直接完成磁感应耦合,需借助调制解调技术实现比例的高准确度变换。比较仪主要由磁调制器和反馈随动系统两大部分构成<sup>[13]</sup>,二次磁势自动追踪一次磁势,两者实时抵消实现动态平衡,使得比较仪处于

零磁通状态,结构原理如图 1 所示。图 1 中, $I_1$  表示一次电流, $I_2$  表示二次电流, $N_1$  表示一次绕组匝数, $N_2$  表示二次绕组匝数。

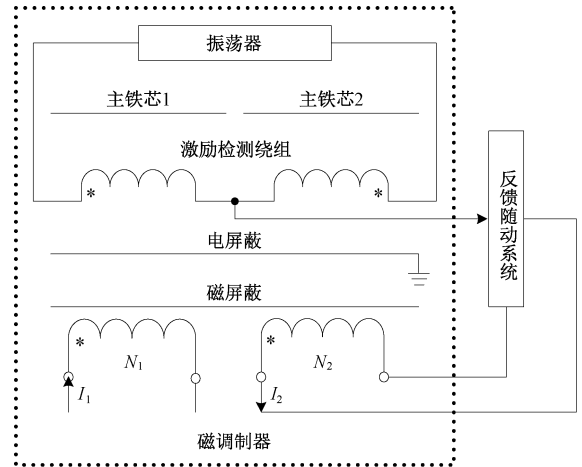


图 1 比较仪结构原理

Fig. 1 Structure of the direct current comparator

根据全电流定律,可得<sup>[14]</sup>:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I = I_1 N_1 - I_2 N_2 \quad (1)$$

式中: $\vec{H}$  表示主铁芯的磁场强度; $\vec{l}$  表示磁路长度; $I$  表示净电流。

当比较仪处于零磁通状态时,净电流为 0,根据式(1)可得:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2)$$

由式(2)可知,一次电流与二次电流的比值反比于绕组匝数。因此,绕组匝数一旦确定,电流比值也就固定了,无法满足任意变换的要求。绕组沿着铁芯截面绕制一圈称为一匝,匝数的最小步进值为 1。如何将一匝精确的分成  $n(n > 0)$  等份,从而实现匝数的深度可调。分数匝的需求应运而生,建立由多级比较仪组成的高分率连续可调模型,如图 2 所示。该模型中的比较仪的级数理论上可以任意设置,不影响模型的有效性,下文以三级比较仪为例进行推导。

图 2 中, $I_1$  表示一次电流(模型的输入电流), $I_2$  表示第 1 级比较仪的二次电流(模型的输出电流), $I_{22}$  表示第 2 级比较仪的二次电流, $I_{23}$  表示第 3 级比较仪的二次电流, $N_{11}$  表示第 1 级比较仪的一次绕组匝数, $N_{12}$  表示第 1 级比较仪的二次绕组匝数, $N_{r1}$  表示第 1 级比较仪的参考绕组匝数, $N_{21}$  表示第 2 级比较仪的一次绕组匝数, $N_{22}$  表示第 2 级比较仪的二次绕组匝数, $N_{r2}$  表示第 2 级比较仪的参考绕组匝数, $N_{31}$  表示第 3 级比较仪的一次绕组匝数, $N_{32}$  表示第 3 级比较仪的二次绕组匝数。

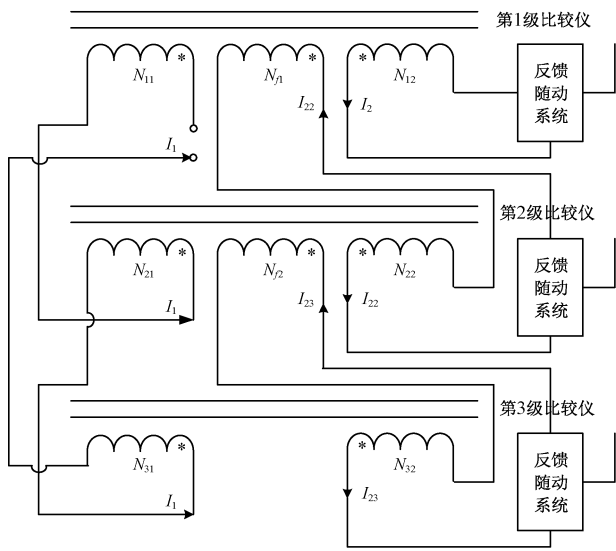


图2 比例高分辨率连续可调模型

Fig. 2 High resolution continuous adjustable ratio model

根据安匝平衡原理,三级比较仪都处于平衡状态时,可得:

$$I_1 N_{11} + I_{22} N_{f1} = I_2 N_{12} \quad (3)$$

$$I_1 N_{21} + I_{23} N_{f2} = I_{22} N_{22} \quad (4)$$

$$I_1 N_{31} = I_{23} N_{32} \quad (5)$$

由式(3)可得:

$$I_{22} = \frac{I_2 N_{12} - I_1 N_{11}}{N_{f1}} \quad (6)$$

由式(4)可得:

$$I_{23} = \frac{I_{22} N_{22} - I_1 N_{21}}{N_{f2}} \quad (7)$$

式(6)代入式(7)可得:

$$I_{23} = \frac{I_2 N_{12} N_{22} - I_1 N_{11} N_{22} - I_1 N_{21} N_{f1}}{N_{f1} N_{f2}} \quad (8)$$

式(8)代入式(5)可得:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_{31} N_{f1} N_{f2} + N_{11} N_{22} N_{32} + N_{21} N_{f1} N_{32}}{N_{12} N_{22} N_{32}} \quad (9)$$

对于各绕组的设计如下<sup>[15]</sup>,每级比较仪的一次绕组包括3组线圈,第1组匝数共1000匝,每100匝抽头引出至对应的拨盘旋钮,第2组匝数共100匝,每10匝抽头引出至对应的拨盘旋钮,第3组匝数共10匝,每1匝抽头引出至对应的拨盘旋钮,其中,拨盘旋钮 $k_1 \sim k_9$ 可以分别标数字0~10,对应连接一次绕组引出抽头, $k_1 \sim k_3$ 、 $k_4 \sim k_6$ 、 $k_7 \sim k_9$ 分别连接第1级、第2级、第3级比较仪一次绕组10×100匝、10×10匝、10×1匝的引出抽头;二次绕组均为1000匝,参考绕组均为1匝。

因此,式(9)可变换为:

$$\frac{I_2}{I_1} = \sum_{i=1}^9 k_i \times 10^{-i} \quad (10)$$

式中; $k_1 \sim k_9$ 表示第1~9盘拨盘旋钮的置位。由此证明了本文所提出的模型能够实现九盘联动,最高可调分辨率为 $1 \times 10^{-9}$ 。

前文提到分数匝的需求,在这个模型中得以实现。9个拨盘旋钮分为3组,每组绕组步进名义值分别为100匝、10匝和1匝。但从式(10)中可见,根据电流比值反比于绕组匝数的原理,第4~9盘的绕组步进等效匝数分别为 $10^{-1}$ 匝、 $10^{-2}$ 匝、 $10^{-3}$ 匝、 $10^{-4}$ 匝、 $10^{-5}$ 匝和 $10^{-6}$ 匝,称之为等效分数匝。

## 2 装置的结构与性能

基于比例高分辨率连续可调模型,研制一台直流电流比例变换装置,如图3所示。该装置由三级比较仪组成,每级比较仪均包括振荡器、两个主铁芯、激励检测绕组、电屏蔽、磁屏蔽、反馈随动系统、一次绕组、二次绕组、参考绕组和拨盘旋钮。

每一级比较仪中各部件间的连接关系如下<sup>[15]</sup>:每组反向串联的激励检测绕组均匀绕制于对应的主铁芯上;振荡器的输出端连接激励检测绕组的两个接线端;两组激励检测绕组之间的串联点连接反馈随动系统的输入端;反馈随动系统的输出端连接二次绕组;电屏蔽覆盖两组激励检测绕组设置且接地;磁屏蔽环绕振荡器、两个主铁芯、两组激励检测绕组和电屏蔽设置;一次绕组按照预设的单位步进匝数抽头后连接至对应的拨盘旋钮,拨盘旋钮连续可调;一次绕组由多组线圈构成,前一组线圈的匝数大于后一组的匝数(图3中左侧为前,右侧为后),前一组第1个引出点(图3中每组线圈的最右侧为第1个引出点,最左侧为最后一个引出点,一个引出点包括首端和末端)的首端(图3中线圈的左侧为首端)连接至后一组第1个引出点的末端(图3中线圈的右侧为末端)。

三级比较仪之间的连接关系如下:第1级比较仪中的最后1组第1个引出点的首端连接至第2级比较仪第1组第1个引出点的末端;第1级比较仪中的参考绕组中的1匝绕组、第2级比较仪中的二次绕组和反馈随动系统之间形成串联回路;第2级比较仪和第3级比较仪之间的连接关系与第1级比较仪和第2级比较仪之间的连接关系相同。

第1级比较仪第1组第1个引出点的末端和第3级比较仪最后一组第1个引出点的首端为该装置的输入端;在第1级比较仪中,二次绕组的两端为该装置输出端。

该装置直流电流比例可调范围1A/0.100 000 000 A~1A/1.000 000 00 A,最大允许误差 $\pm 2 \times 10^{-7}$ 。经中国计量

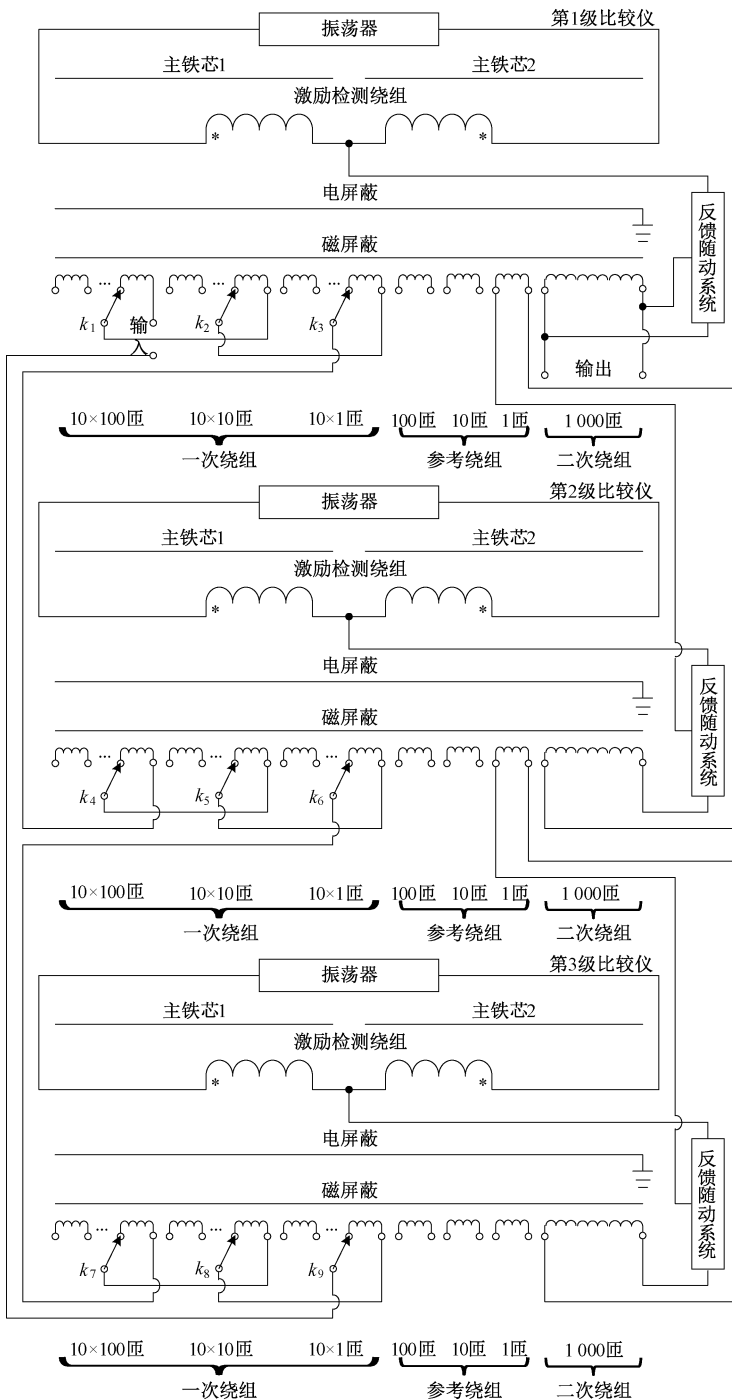


图 3 高分辨率连续可调的直流电流比例变换装置

Fig. 3 Continuous adjustable direct current ratio conversion device characterized by high resolution

科学研究院校准,数据如表 1 所示。其中,相对扩展不确定度用于表征实际比例量值的分散性;量值传递时,可使用装置的标称比例值与最大允许误差或实际比例值与相对扩展不确定度。

高分辨率连续可调的直流电流比例变换装置照片如图 4 所示。通过观察比较仪工作指示灯,确认装置是否

正常工作;安匝平衡表用于表征三级比较仪是否处于平衡状态,当表的指针发生偏转且长时间不能指零时,说明比较仪二次磁势追踪一次磁势失败,应立即切断输入电流,查找具体原因;在电源接通的条件下平稳升、降电流,避免对铁芯及电路造成冲击。



表1 装置校准结果  
Table 1 Calibration results of device

标称比例	测量电流/A	实际比例	相对扩展不确定度( $k=2$ )
1 A/0.100 000 000 A	0.5	10.000 002 0	$1 \times 10^{-7}$
1 A/0.100 000 000 A	1.0	10.000 002 0	$1 \times 10^{-7}$
1 A/0.200 000 000 A	0.5	4.999 999 5	$2 \times 10^{-7}$
1 A/0.200 000 000 A	1.0	4.999 999 3	$2 \times 10^{-7}$
1 A/0.500 000 000 A	0.5	1.999 999 84	$2 \times 10^{-7}$
1 A/0.500 000 000 A	1.0	1.999 999 84	$2 \times 10^{-7}$
1 A/1.00 000 000 A	0.5	0.999 999 98	$5 \times 10^{-8}$
1 A/1.00 000 000 A	1.0	0.999 999 98	$5 \times 10^{-8}$



图4 装置照片

Fig. 4 Device photograph

### 3 装置的自校准方法与验证

针对上述装置,提出一种基于参考绕组的多盘比较仪的自校准方法,用于实时掌握、复现该装置的计量性能和数值<sup>[16]</sup>。该方法具有通用性,不受盘位数量影响,详细分析与阐述如下。

1) 分别将第1盘一次绕组中的各段绕组逐次与第1盘参考绕组反向串联,并串联接入电流源,二次绕组的输出端连接电流表,记录电流表的指针偏转格数,根据式(12)分别计算第1盘一次绕组中的各段绕组的匝数与第1盘参考绕组的匝数的比值。

$$I_1 N_{li} - I_1 N_{r1} = C_{AT} A_{li} \quad (11)$$

$$\frac{N_{li}}{N_{r1}} = 1 + \frac{C_{AT} A_{li}}{I_1 N_{r1}} \quad (12)$$

式中: $N_{li}$ 表示第1盘一次绕组中的第*i*段绕组的匝数; $N_{r1}$ 表示第1盘参考绕组的匝数; $C_{AT}$ 表示电流表的分度值; $A_{li}$ 表示第1盘一次绕组中的第*i*段绕组对应的电流

表指针偏转格数; $I_1$ 表示电流源的电流值。

为便于后续公式推导和表达,令:

$$\delta_{li} = \frac{C_{AT} A_{li}}{I_1 N_{r1}} \quad (13)$$

2) 确定第1盘一次绕组的拨盘旋钮位于不同位置(*n*)时包含的各段绕组,将对应的步骤1)计算得到的比值相加,得到第1盘的拨盘旋钮位于不同位置时对应的绕组的匝数与第1盘参考绕组的匝数的比值。

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{li}}{N_{r1}} = \sum_{i=1}^n (1 + \delta_{li}) \quad (14)$$

3) 将所有步骤1)计算得到的比值相加,再求倒数,得到第1盘参考绕组的匝数与第1盘一次绕组中全部段绕组的匝数的比值。

$$\frac{N_{r1}}{\sum_{i=1}^{10} N_{li}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{10} (1 + \delta_{li})} \quad (15)$$

4) 将第1盘一次绕组中的全部段绕组同向串联后与二次绕组反向串联,并串联接入电流源,二次绕组的输出端连接电流表,记录电流表的指针偏转格数。

$$\frac{\sum_{i=1}^{10} N_{li}}{N_s} = 1 + \frac{C_{AT} A_1}{I_2 N_s} \quad (16)$$

式中: $N_s$ 表示二次绕组的匝数; $A_1$ 表示第1盘一次绕组中的全部段绕组对应的电流表指针偏转格数; $I_2$ 表示电流源的电流值。

为便于后续公式推导和表达,令:

$$\delta_1 = \frac{C_{AT} A_1}{I_2 N_s} \quad (17)$$

5) 将式(14)乘以式(15)再乘以式(16),得到第1盘的拨盘旋钮位于任意位置时包含的各段绕组同向串联后的匝数与二次绕组的匝数的比值。

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{li}}{N_s} = \frac{\sum_{i=1}^n N_{li}}{N_{r1}} \times \frac{N_{r1}}{\sum_{i=1}^{10} N_{li}} \times \frac{\sum_{i=1}^{10} N_{li}}{N_s} = \frac{n}{10} \left( 1 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_{li} + \delta_1 - 0.1 \sum_{i=1}^{10} \delta_{li} \right) \quad (18)$$

一次绕组还包括第*m*盘一次绕组和第*m*盘参考绕组,*m*为大于或等于2的整数,第*m*盘一次绕组中的各段匝数等于第*m*盘参考绕组的匝数。

6) 分别将第*m*盘一次绕组中的各段绕组逐次与第*m*盘参考绕组反向串联,并串联接入电流源,二次绕组的输出端连接电流表,记录电流表的指针偏转格数。

$$\frac{N_{mi}}{N_{rm}} = 1 + \frac{C_{AT} A_{mi}}{I_m N_{rm}} \quad (19)$$

式中: $N_{mi}$ 表示第*m*盘一次绕组中的第*i*段绕组的匝数;

$N_m$  表示第  $m$  盘参考绕组的匝数;  $A_{mi}$  表示第  $m$  盘一次绕组中的第  $i$  段绕组对应的电流表指针偏转格数;  $I_m$  表示电流源的电流值。

本步骤的测量过程和计算过程与步骤 1) 相似。为便于后续公式推导和表达,以  $m=2$  时为例,令:

$$\delta_{2i} = \frac{C_{AT} A_{2i}}{I_2 N_{r2}} \quad (20)$$

7) 确定第  $m$  盘一次绕组的拨盘旋钮位于不同位置时包含的各段绕组,将包含的各段绕组分别对应的步骤 6) 计算得到的比值相加,得到第  $m$  盘的拨盘旋钮位于不同位置时对应的绕组的匝数与第  $m$  盘参考绕组的匝数的比值。

当  $m=2$  时,可得:

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{2i}}{N_{r2}} = \sum_{i=1}^n (1 + \delta_{2i}) \quad (21)$$

8) 将第  $m$  盘一次绕组中全部段分别对应的绕组的匝数与第  $m$  盘参考绕组的匝数的比值相加,再求倒数,得到第  $m$  盘参考绕组的匝数与第  $m$  盘一次绕组中全部段绕阻的匝数的比值。

当  $m=2$  时,可得:

$$\frac{N_{r2}}{\sum_{i=1}^n N_{2i}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n (1 + \delta_{2i})} \quad (22)$$

9) 将第  $m$  盘一次绕组中的全部段绕组同向串联后与第  $m-1$  盘参考绕组反向串联,并串联接入电流源,二次绕组的输出端连接电流表,记录电流表的指针偏转格数。

$$\frac{\sum_{i=1}^{10} N_{mi}}{N_{r(m-1)}} = 1 + \frac{C_{AT} A_m}{I_m N_{r(m-1)}} \quad (23)$$

式中:  $N_{r(m-1)}$  表示第  $m-1$  盘参考绕组的匝数;  $A_m$  表示第  $m$  盘一次绕组中全部段绕组对应电流表指针偏转格数。

为便于后续公式推导和表达,以  $m=2$  时为例,令:

$$\delta_2 = \frac{C_{AT} A_2}{I_2 N_{r1}} \quad (24)$$

10) 将第  $m-1$  盘一次绕组中的全部段绕组的匝数与二次绕组的匝数的比值,乘以第  $m-1$  盘参考绕组的匝数与  $m-1$  盘一次绕组中全部段绕阻的匝数的比值,得到第  $m-1$  盘参考绕组的匝数与二次绕组的匝数的比值。

当  $m=2$  时,可得:

$$\frac{N_{r1}}{N_s} = \frac{1 + \delta_1}{\sum_{i=1}^{10} (1 + \delta_{1i})} \quad (25)$$

当  $m=3$  时,可得:

$$\frac{N_{r2}}{N_s} = \frac{1 + \delta_1 + \delta_2}{100 + 10 \sum_{i=1}^{10} \delta_{1i} + 10 \sum_{i=1}^{10} \delta_{2i}} \quad (26)$$

11) 将步骤 7) ~ 10) 得到的比值相乘,得到第  $m$  盘的拨盘旋钮位于任意位置时对应的各段绕组同向串联后的匝数与二次绕组的匝数的比值。

式(29)为通用计算公式,表征任意盘任意置位下一次绕组与二次绕组匝数比值的自校准结果。该自校准方法中参考绕组既作为盘内各段绕组匝数数值的参考,又起到盘间匝数比较的桥梁作用,将所有盘所有置位下的匝数比值关联到了一起。

当  $m=2$  时,可得:

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{2i}}{N_s} = \frac{\sum_{i=1}^n N_{2i}}{N_{r2}} \times \frac{N_{r2}}{\sum_{i=1}^{10} N_{2i}} \times \frac{\sum_{i=1}^{10} N_{2i}}{N_{r1}} \times \frac{N_{r1}}{N_s} = n \left( 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \delta_{2i}}{n} + \frac{\sum_{i=1}^2 \delta_i}{10} - \frac{\sum_{i=1}^{10} \delta_{2i}}{10} \right) \quad (27)$$

当  $m=3$  时,可得:

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{3i}}{N_s} = \frac{\sum_{i=1}^n N_{3i}}{N_{r3}} \times \frac{N_{r3}}{\sum_{i=1}^{10} N_{3i}} \times \frac{\sum_{i=1}^{10} N_{3i}}{N_{r2}} \times \frac{N_{r2}}{N_s} = n \left( 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \delta_{3i}}{n} + \frac{\sum_{i=1}^3 \delta_i}{10} - \frac{\sum_{i=1}^{10} \delta_{3i}}{10} \right) \quad (28)$$

当  $m=m$  时,可得:

$$\frac{\sum_{i=1}^n N_{mi}}{N_s} = \frac{n}{10^m} \left( 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \delta_{mi}}{n} + \sum_{i=1}^m \delta_i - \frac{\sum_{x=1}^m \sum_{i=1}^{10} \delta_{xi}}{10} \right) \quad (29)$$

式中:  $\delta_{mi}$  表示第  $m$  盘第  $i$  段一次绕组相对于第  $m$  盘参考绕组的误差;  $\delta_i$  表示第  $m$  盘全部段一次绕组串联后相对于第  $m-1$  盘参考绕组的误差。

运用上述方法,对 9 盘比较仪开展自校准,并依据 JJF1033-2016 计量标准考核规范的要求<sup>[17]</sup>,由被考核标准和高等级计量标准分别测量一稳定的对象,对校准结果进行验证,校准点如表 1 所示,数据如表 2 所示。其中,  $y_{lab}$  表示自校准结果,  $U_{lab}$  表示自校准结果的扩展不确定度;  $y_{ref}$  表示中国计量科学研院校准结果,  $U_{ref}$  表示中国计量科学研院校准结果的扩展不确定度。验证结果满足式(30)的要求。

$$|y_{lab} - y_{ref}| \leq \sqrt{U_{lab}^2 + U_{ref}^2} \quad (30)$$

表2 校准结果的验证  
Table 2 Verification of the calibration results

$y_{lab}$	$U_{lab}$	$y_{ref}$	$U_{ref}$	$ y_{lab} - y_{ref} $	$\sqrt{U_{lab}^2 + U_{ref}^2}$
10.000 000 00	$2 \times 10^{-6}$	10.000 002 00	$1 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$	$2.2 \times 10^{-6}$
10.000 001 00	$2 \times 10^{-6}$	10.000 002 00	$1 \times 10^{-6}$	$1 \times 10^{-6}$	$2.2 \times 10^{-6}$
4.999 999 90	$1 \times 10^{-6}$	4.999 999 50	$1 \times 10^{-6}$	$4 \times 10^{-7}$	$1.4 \times 10^{-6}$
4.999 999 60	$1 \times 10^{-6}$	4.999 999 30	$1 \times 10^{-6}$	$3 \times 10^{-7}$	$1.4 \times 10^{-6}$
1.999 999 90	$4 \times 10^{-7}$	1.999 999 84	$4 \times 10^{-7}$	$6 \times 10^{-8}$	$5.6 \times 10^{-7}$
1.999 999 80	$4 \times 10^{-7}$	1.999 999 84	$4 \times 10^{-7}$	$4 \times 10^{-8}$	$5.6 \times 10^{-7}$
1.000 000 00	$8 \times 10^{-8}$	0.999 999 98	$5 \times 10^{-8}$	$2 \times 10^{-8}$	$9.4 \times 10^{-8}$
1.000 000 00	$8 \times 10^{-8}$	0.999 999 98	$5 \times 10^{-8}$	$2 \times 10^{-8}$	$9.4 \times 10^{-8}$

#### 4 直流电流比例的全步进值溯源

基于测差原理的直流电流比例量值溯源方法要求标准器与被校仪器比例名义值相同,面对标准器比例数量有限的困境,提出两台标准器级联的技术路线,在依然符合测差原理使用的条件下,满足直流电流比例全步进值溯源的需求。

级联两台标准比较仪,第1级比例固定(比例名义值 $n$ ),第2级比例可调(比例名义值 $m/n$ ),提供比例标准值。直流电流源、第1级标准比较仪一次绕组及被校仪器一次绕组组成串联回路,第2级比较仪二次绕组、被校仪器二次绕组分别与差值电流测量仪组成串联回路。

通过调节第2级标准比较仪比例名义值,使得标准器与被校仪器比例名义值相同,那么标准器量程范围内任意比例的溯源仍然可采用测差原理。显然, $m/n$ 未必都是整数,因此,除了要求第2级标准比较仪具有高准确度以外,比例的可调分辨率也要足够高。当直流电流源输出电流后,由于标准器与被校仪器的一次绕组反向串联且两者比例的名义值相同,则二次绕组的电流大小相近方向相反,差值电流测量仪测得这两个回路电流的差值,即为被校相对于标准的误差。

为验证方法及装置的合理性和有效性,对一被校比较仪(直流电流比例1 000 A/0.666 666 667 A,最大允许误差 $\pm 5 \times 10^{-5}$ )进行全量程校准。标准器方面,第1级比较仪直流电流比例1 000 A/1 A,最大允许误差 $\pm 5 \times 10^{-7}$ ;第2级比较仪直流电流比例1 A/0.666 666 667 A(第1~8盘都置位6,第9盘置位7),最大允许误差 $\pm 2 \times 10^{-7}$ 。

接线完成后,平稳升电流至被校比较仪额定一次电流1 000 A的10%、20%、40%、60%、80%、100%,稳定后记录差值电流测量仪的各点读数;平稳降电流至被校比较仪额定一次电流1 000 A的80%、60%、40%、20%、

10%,稳定后再次记录差值电流测量仪的各点读数,取上升和下降的算术平均数作为最终校准结果,如表3所示。测量不确定度来源主要由测量重复性、标准比较仪误差、差值电流测量误差、二次电流误差及上升、下降测量变差组成。

表3 比较仪校准结果

Table 3 Calibration results of the direct current comparator

标称比例	测量电流/A	实际比例	相对扩展不确定度( $k=2$ )
1 000 A/0.666 666 667 A	100	1 499.984	$3 \times 10^{-6}$
1 000 A/0.666 666 667 A	200	1 499.986	$3 \times 10^{-6}$
1 000 A/0.666 666 667 A	400	1 499.983	$3 \times 10^{-6}$
1 000 A/0.666 666 667 A	600	1 499.980	$3 \times 10^{-6}$
1 000 A/0.666 666 667 A	800	1 499.973	$3 \times 10^{-6}$
1 000 A/0.666 666 667 A	1 000	1 499.961	$3 \times 10^{-6}$

由表3可知,随着测量电流的增大,直流电流比例误差随之增大,可能是由于被校仪器的磁屏蔽效能不足,导致干扰磁场进入主铁芯,影响比例准确度。

#### 5 结论

针对现有理论下直流电流比例可调分辨率的短板,提出基于磁调制原理、多级比较仪联动模型,通过理论推导,证明了等效分数匝及深度可调的可行性。

研制一台直流电流比例变换装置,具有九盘联动、高分辨率连续可调的特点。量值溯源结果表明,该装置直流电流比例可调范围1 A/0.100 000 000 A ~ 1 A/1.000 000 00 A,分辨率 $1 \times 10^{-9}$ ,误差优于 $\pm 2 \times 10^{-7}$ 。

针对该变换装置,提出一种基于参考绕组的自校准方法,给出任意盘任意置位下一次绕组与二次绕组匝数

比值的通用表达式。在不借助上一级计量标准的条件下,可自行实时复现量值,相对扩展不确定度  $8 \times 10^{-8} \sim 2 \times 10^{-7} (k=2)$ 。为评定该自校准方法,与中国计量科学研究院开展校准结果的验证,符合 JJF1033-2016 计量标准考核规范的要求,结果满意。

提出一种直流电流比例全步进值溯源的方法,比例固定的比较仪与比例可调的比较仪级联,调节标准比例与被校比例一致,满足测差原理的使用条件。以一台特殊比例的比较仪为试验对象,校准结果显示,该比较仪符合最大允许误差  $\pm 5 \times 10^{-5}$  技术指标要求。

## 参考文献

- [ 1 ] 任士炎,丁欣颖,刘晓军,等. 强直流量标准装置量值传递与溯源方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(7): 60-66.  
REN SH Y, DING X Y, LIU X J, et al. Quantity dissemination and traceability methods for high DC standard measurement device [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(7): 60-66.
- [ 2 ] 张艳,李红斌,张曦,等. 一种用于高压直流输电系统的有源式光纤直流电流传感器[J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(7): 1382-1386.  
ZHANG Y, LI H B, ZHANG X, et al. A active optical fiber direct current sensor for HVDC system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29 ( 7 ): 1382-1386.
- [ 3 ] 王瑞峰,米根锁. 霍尔传感器在直流电流检测中的应用[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(6): 312-313,333.  
WANG R F, MI G S. Application of Hall sensors in direct current detection[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(6): 312-313,333.
- [ 4 ] 邵海明. 准确校准大电流 DCC 的分布式均匀化空间磁势法研究[D]. 天津:天津大学, 2010.  
SHAO H M. Studies on the method of distributed and uniformized magnetomotive force for high amperage DCC calibration [D]. Tianjin: Tianjin University, 2010.
- [ 5 ] 于生宝,王睿家,朱占山,等. 基于回线型结构的大电流精确测量装置[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(3): 546-552.  
YU SH B, WANG R J, ZHU ZH SH, et al. Large current precision measurement device based on the loop structure[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(3): 546-552.
- [ 6 ] 杨晓光,金双双,朱波,等. 直流叠加脉冲电流波形宽频带电流传感器[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(12): 3036-3043.  
YANG X G, JIN SH SH, ZHU B, et al. Current sensor for DC superimposed with impulse current waveform[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(12): 3036-3043.
- [ 7 ] 陈利翔,邵振国,张逸. 电磁式电流互感器谐波比值误差实验与分析[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(4): 977-984.  
CHEN L X, SHAO ZH G, ZHANG Y. Experiment and analysis on electromagnetic current transformer harmonic ratio error[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(4): 977-984.
- [ 8 ] ZHAO J T, LU Y F, ZHAI C W, et al. Method for the absolute calibration of direct-current current transducers[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68(6): 1961-1966.
- [ 9 ] BROM H E V D , LEEUWEN R V, HORNECKER R. Characterization of DC current sensors with AC distortion for railway applications [ J ]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68 ( 6 ): 2084-2090.
- [ 10 ] 周峰,李鹤,李文婷,等. 大电流测量传感技术综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(6): 1905-1920.  
ZHOU F, LI H, LI W T, et al. Review of high current measurement and sensing technology [ J ]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 1905-1920.
- [ 11 ] 周力任,耿骥,秦毅,等. 基于测差原理的直流电流传感器校准技术研究[J]. 电气应用, 2022, 41(2): 46-51.  
ZHOU L R, GEN J, QIN Y, et al. Research on the calibration technology of direct current sensor based on the difference measurement principle [ J ]. Electrotechnical Application, 2022, 41(2): 46-51.
- [ 12 ] 上海市市场监督管理局. 直流电流比较仪校准规范: JJF(沪)62-2021[S]. 2021.  
Shanghai Municipal Administration for Market Regulation. Calibration specification for DC current comparator: JJF(Hu)62-2021[S]. 2021.
- [ 13 ] 韩海安,程昱舒. 自平衡式直流大电流互感器自校准方法误差分析[J]. 电测与仪表, 2019, 56(9): 69-72, 127.  
HAN H AN, CHEN Y SH. Error analysis of self-



- calibration method of self-balanced DC high-current transformer [ J ]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2019, 56(9): 69-72, 127.
- [ 14 ] 王冰, 蒋磊, 宋福明, 等. 30 kA 闭环式集成霍尔电流传感器设计 [ J ]. *电子测量与仪器学报*, 2020, 34(11): 188-193.  
WANG B, JIANG L, SONG F M, et al. 30 kA closed-loop integrated Hall current sensor design [ J ]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2020, 34(11): 188-193.
- [ 15 ] 周力任, 潘洋, 朱力, 等. 一种直流电流比例变换装置: CN112834806A [ P ]. 2021-05-25.  
ZHOU L R, PAN Y, ZHU L, et al. A direct current ratio conversion device: CN112834806A [ P ]. 2021-05-25.
- [ 16 ] 周力任, 潘洋, 来磊, 等. 一种直流电流比较仪绕组匝数比值的自校准方法: CN113030827A [ P ]. 2021-06-25.  
ZHOU L R, PAN Y, LAI L, et al. A self-calibration method of winding turns of direct current comparator: CN113030827A [ P ]. 2021-06-25.
- [ 17 ] 国家质量监督检验检疫总局. 计量标准考核规范: JJF 1033-2016 [ S ]. 北京: 中国质检出版社, 2016.  
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China. Rule for the examination of measurement standards: JJF1033-2016 [ S ]. Beijing: Chinese Quality and Standards Publishing & Media Co., Ltd., 2016.

### 作者简介



周力任(通信作者), 2007 年于西南交通大学获得学士学位, 2010 年于西南交通大学获得硕士学位, 现为上海市计量测试技术研究院高级工程师, 主要研究方向为高压大电流计量。

E-mail: zhoulr@simt.com.cn

**Zhou Liren** (Corresponding author) received his B. Sc. degree and M. Sc. degree both from Southwest Jiaotong University in 2007 and 2010. He is currently a senior engineer at Shanghai Institute of Measurement and Testing Technology. His main research interests include high voltage and heavy current metrology.