



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103823100 B

(45)授权公告日 2016.12.28

(21)申请号 201310322420.7

审查员 胡书红

(22)申请日 2013.07.29

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103823100 A

(43)申请公布日 2014.05.28

(73)专利权人 中国计量科学研究院

地址 100013 北京市朝阳区北三环东路18号

(72)发明人 何小兵 王维 张欣 戴冬雪

(74)专利代理机构 北京思创毕升专利事务所
11218

代理人 郭韞

(51)Int.Cl.

G01R 19/10(2006.01)

G01R 35/00(2006.01)

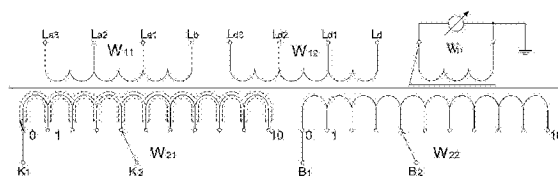
权利要求书3页 说明书12页 附图3页

(54)发明名称

一种高准确度电流比较仪及自校验方法

(57)摘要

本发明提供了一种高准确度电流比较仪及自校验方法,属于交流电流精密测量领域。本装置包括铁心和绕制在该铁心上的一次绕组 W_{11} 、一次补偿接地绕组 W_{12} 、二次绕组 W_{21} 、二次补偿绕组 W_{22} 和检测绕组 W_D ;所述一次绕组有三组输入端,这三组输入端所连接的一次绕组的匝数以十倍递增;所述二次绕组分成M段子绕组,每一段子绕组设置有两个抽头,各段子绕组的匝数均与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 的匝数相同;所述二次绕组的各段子绕组通过抽头串联连接,相邻两段子绕组串接的两个抽头形成一个端,二次绕组的所有端从第一段开始顺序编号,编号从0开始直到M;通过波段开关来改变二次绕组输入端内所连接的二次绕组的段数。



1. 一种高准确度电流比较仪, 其特征在于: 所述高准确度电流比较仪包括铁心和绕制在该铁心上的一次绕组 W_{11} 、一次补偿接地绕组 W_{12} 、二次绕组 W_{21} 、二次补偿绕组 W_{22} 和检测绕组 W_D ;

所述一次绕组 W_{11} 有三组输入端, 分别为输入端 $L_{a1}-L_b$ 、输入端 $L_{a2}-L_b$ 、输入端 $L_{a3}-L_b$, 这三组输入端所连接的一次绕组 W_{11} 的匝数以十倍递增, 即输入端 $L_{a1}-L_b$ 、输入端 $L_{a2}-L_b$ 、输入端 $L_{a3}-L_b$ 依次十倍递增;

所述二次绕组 W_{21} 分成 M 段子绕组, 每一段子绕组设置有两个抽头, 各段子绕组的匝数均与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 的匝数相同;

所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组通过抽头串联连接, 相邻两段子绕组串接的两个抽头形成一个端, 所述二次绕组 W_{21} 的所有端从第一段开始顺序编号, 编号从0开始直到 M ;

通过波段开关来改变所述二次绕组 W_{21} 输入端内所连接的所述二次绕组 W_{21} 的段数, 所述二次绕组 W_{21} 的各个子绕组与所述一次绕组 W_{11} 分别进行组合使得所述高准确度电流比较仪形成不同的比率;

所述检测绕组 W_D 是直接绕在铁心上, 在铁心及检测绕组 W_D 外包裹有坡莫合金材料, 在检测绕组 W_D 外由内往外依次绕制有所述二次补偿绕组 W_{22} 、所述一次补偿接地绕组 W_{12} 、所述二次绕组 W_{21} 和所述一次绕组 W_{11} 。

2. 根据权利要求1所述的高准确度电流比较仪, 其特征在于: 所述二次绕组 W_{21} 采用屏蔽定向引流结构; 所述屏蔽定向引流结构如下: 整个二次绕组 W_{21} 使用同轴线缆绕制而成, 同轴线缆的芯线作为所述二次绕组 W_{21} , 其皮线作为屏蔽, 皮线与芯线在所述二次绕组 W_{21} 的极性端短接。

3. 根据权利要求2所述的高准确度电流比较仪, 其特征在于: 所述 M 为10; 所述二次绕组 W_{21} 的各个子绕组与所述一次绕组 W_{11} 分别进行组合使得所述高准确度电流比较仪形成1:1~10:1、10:1~100:1、100:1~1000:1比率。

4. 根据权利要求3所述的高准确度电流比较仪, 其特征在于: 所述二次补偿绕组 W_{22} 使用漆包线绕制而成, 匝数与所述二次绕组 W_{21} 相同;

所述一次补偿接地绕组 W_{12} 与所述一次绕组 W_{11} 的结构相同。

5. 一种对权利要求4所述的高准确度电流比较仪进行自校验的方法, 其特征在于: 所述方法使用一台电流发生器和一台辅助电流比较仪, 利用1:1自校准线路进行组合完成所述高准确度电流比较仪的自校验, 其中使用波段开关将所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组分别引出, 与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 分别形成所述1:1自校准线路。

6. 根据权利要求5所述的方法, 其特征在于: 所述方法包括以下步骤:

步骤1, 使用波段开关将所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组分别引出, 与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 分别形成1:1自校准线路, 测量得到所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组的误差, 然后通过公式(10)计算得到高准确度电流比较仪从2:1到10:1的比率误差:

$$\delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n} \quad (10)$$

式中

n 为高准确度电流比较仪二次绕组开关位置;

δ_{3-n} 为高准确度电流比较仪比率为 $n:1$ 时的误差;

λ_{3-i} 为所述二次绕组 W_{21} 第 i 段的比率误差;

步骤2,通过辅助电流比较仪进行替代测量,求出所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 与所述二次绕组 W_{21} 第一段组成的 $10:1$ 比率误差,再使用与 $1:1$ 比率扩展至 $10:1$ 比率相同的方法,即可得到 $10:1$ 比率到 $100:1$ 比率的误差;

步骤3,比率范围大于 $100:1$ 时,使用比率为 $100:1$ 的高稳定电流互感器作为辅助电流比较仪,然后重复步骤2。

7.根据权利要求6所述的方法,其特征在于:所述方法包括以下步骤:所述步骤1中使用波段开关将所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组分别引出,与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 分别形成 $1:1$ 自校准线路,测量得到所述二次绕组 W_{21} 的各段子绕组的误差是这样实现的:

将检测线圈与指零仪连接;

将所述一次绕组 W_{11} 与所述二次绕组 W_{21} 的极性端连接,并施加同一检测电流;

由外界向所述二次补偿绕组 W_{22} 中注入补偿电流 i_e 以抵消铁心内部的残余磁通;

当指零仪指零时,高准确度电流比较仪处于平衡状态,此时注入的补偿电流 i_e 与检测电流的比就是高准确度电流比较仪在 $1:1$ 时的比率误差。

8.根据权利要求7所述的方法,其特征在于:所述步骤2具体包括:

(21)二次边开关 K_2 置1,将所述二次绕组 W_{21} 的第一段子绕组与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 组成 $10:1$ 比率,与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测,测量出其与 T_f 之差 T_{f-2} ;

(22)二次边开关 K_2 置10,将整个二次绕组 W_{21} 与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 组成 $10:1$ 的比率,与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测,测量出其与 T_f 之差 T_{f-3} ;

(23)由于所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 与二次边开关 K_2 置10时组成的 $10:1$ 比率的误差在步骤1中已求出,通过替代法即可求出二次边开关 K_2 置1时组成的 $10:1$ 比率误差 λ_{2-1} ,这就是所述二次绕组 W_{21} 的第一段与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 的误差;

(24)将利用公式(10)得到的误差 $\lambda_{3-1} \sim \lambda_{3-10}$ 带入公式(11),求出所述二次绕组 W_{21} 各段与第一段之间的误差 θ_i ,再带入公式(12)求得所述二次绕组 W_{21} 其余各段与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 的误差 $\lambda_{2-2} \sim \lambda_{2-10}$,然后通过公式(13)计算得到高准确度电流比较仪的所述一次绕组 W_{11} 置输入端 $L_{a2}-L_b$,与所述二次绕组 W_{21} 组成的 $10:1 \sim 100:1$ 比率误差 δ_{2-n} ;

$$\theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1} \quad (11)$$

式中: θ_i ——所述二次绕组 W_{21} 第 i 段与第一段之间的误差

λ_{3-i} ——二次边第 i 段与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a3}-L_b$ 的误差

$$\lambda_{2-i} = \lambda_{2-1} + \theta_i \quad (12)$$

式中: θ_i ——所述二次绕组 W_{21} 第 i 段与第一段之间的误差

λ_{2-i} ——二次边第 i 段与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 的误差

$$\delta_{2-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{2-i}}{n} \quad (13)$$

式中: n ——高准确度电流比较仪二次绕组开关位置

λ_{2-i} ——二次边第 i 段与所述一次绕组 W_{11} 的输入端 $L_{a2}-L_b$ 的误差

δ_{2-n} ——高准确度电流比较仪的所述一次绕组 W_{11} 置输入端 $L_{a2}-L_b$,二次边开关 K_2 置于 n

组成比率的误差。

9. 根据权利要求8所述的方法,其特征在于:所述步骤(21)和步骤(22)中所述与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测,测量出其与 T_f 之差是这样实现的:

将所述电流比较仪与辅助电流比较仪 T_f 的一次边极性端短接,并施加同一检测电流,将所述电流比较仪的二次端分别接入补偿电流调节器,然后调节旋钮使指零仪指零,此时读数盘的读数就是两台电流比较仪之差。

一种高准确度电流比较仪及自校验方法

技术领域

[0001] 本发明属于交流电流比率精密测量领域,具体涉及一种高准确度电流比较仪及自校验方法。

背景技术

[0002] 交流电流比率技术在现代交流电测量中起着非常重要的作用,尤其是对测量准确度有较高的要求时,通常都是用比率技术来实现的。并且交流电流比率技术具有广泛的应用,在节能技术日益被关注的今天,交流电流比率技术的重要性日益提高。

[0003] 在各种物理量的单位体系建立起来之后,任何物理量的测量过程,概括起来实际上就是去求出被测的物理量 X 等于它的单位 A 的几倍,也就是确定被测量与作为单位的标准量之间的比率值 K 的过程。而多数的情况下,这个比率值 K 通常都是直接或间接地由比率量具来提供的。在交流电测技术中,最常见的电流比率器是由阻抗元件构成的分流器,它们通常用来作为各种电桥和仪器的比例臂,以及用来改变仪表的测量范围。但是在设计由这类元件所组成的仪器时,除了要考虑元件本身的准确度和稳定性外,还必须考虑到构成分压器的元件对外壳以及各元件相互之间难免存在的某些寄生电容和绝缘泄漏对高阻抗元件的影响,同时各元件之间连线和转换开关所具有的残余电感和接触电阻都串联在工作电路中,也造成分流比的误差,这在低阻抗元件构成的仪器中往往引起较大的附加误差,这已是众所周知的事实。上述寄生参数的影响往往成为限制交流仪器准确度进一步提高的主要因素。过去那些以阻抗元件为基础所构成的交流比率测量电路,很难得到 10^{-5} 量级的测量准确度。直到50年代末,发展了原理上与变压器相似的感应式电流比率器,其中最有代表性的是电流比较仪,才使交流比率测量准确度至少提高两个数量级,从而推动了近代交流比率测量技术的发展。

[0004] 交流电流比率的主要体现是电流比较仪、电流互感器等比率设备。电流互感器是发电厂、变电所、工厂等供电、输电、用电单位中广泛使用的电流比率设备,用来变换输电线路上的电流,将输电线路大小不同的电流变换成一定范围内的电流,以便于进行测量;而电流比较仪,可以用来检定或校准高准确度的电流互感器,在电力部门、计量部门等科研单位的交流精密测量中被大量地使用着。这些比率设备准确与否,对于实验结果的准确程度、贸易结算的正确与否是至关重要的。因此,有必要对这些设备进行周期性的检测,以保证这些交流比率设备的准确可靠。交流电流比率项目在1987年就被列入我国强制检定计量器具目录内,在2005年又被列入我国依法管理计量器具目录内,这充分说明了该项目的重要性。

[0005] 目前国内通常采用的电流比较仪自校准方法依据的是加拿大国家研究院(NRC)的Kusters和Moore等科学家于上世纪50年代发表的相关文章。其过程非常复杂,在校准过程中由于参与校准的辅助设备较多,换线接线频繁,不但在校准过程中操作繁琐、耗时长,而且在校准过程中由于操作不当极易造成误读数,致使校准结果的重复性和稳定性都不甚理想。所以,采用这种校准方法要想取得较好的校准结果,必须通过多次、反复校准,剔除粗大误差,取几次较为接近的读数的平均值进行计算后,方可得到校准结果。由此可见,采用这

种校准方法,虽然原理正确,但不易行,更不能推广使用。

发明内容

[0006] 本发明的目的在于解决上述现有技术中存在的难题,提供一种高准确度电流比较仪及自校验方法。

[0007] 本发明是通过以下技术方案实现的:

[0008] 一种高准确度电流比较仪,包括铁心和绕制在该铁心上的一次绕组 W_{11} 、一次补偿接地绕组 W_{12} 、二次绕组 W_{21} 、二次补偿绕组 W_{22} 和检测绕组 W_D ;

[0009] 所述一次绕组有三组输入端,分别为 $L_{a1}-L_b$ 、 $L_{a2}-L_b$ 、 $L_{a3}-L_b$,这三组输入端所连接的一次绕组的匝数以十倍递增,即 $L_{a1}-L_b$ 、 $L_{a2}-L_b$ 、 $L_{a3}-L_b$ 依次十倍递增;

[0010] 所述二次绕组分成M段子绕组,每一段子绕组设置有两个抽头,各段子绕组的匝数均与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 的匝数相同;

[0011] 所述二次绕组的各段子绕组通过抽头串联连接,相邻两段子绕组串接的两个抽头形成一个端,二次绕组的所有端从第一段开始顺序编号,编号从0开始直到M;

[0012] 通过波段开关来改变二次绕组输入端内所连接的二次绕组的段数,二次绕组的各个子绕组与一次绕组分别进行组合使得所述高准确度电流比较仪形成不同的比率。

[0013] 所述二次绕组采用屏蔽定向引流结构;所述屏蔽定向引流结构如下:整个二次绕组使用同轴线缆绕制而成,同轴线缆的芯线作为二次绕组,其皮线作为屏蔽,皮线与芯线在二次绕组的极性端(也就是0号端)短接,其作用是让从芯线泄露出的电流从皮线流过,两个电流是同方向的,一起激磁,泄露的电流也起到了激磁的作用,进而减小了误差,以消除泄漏电流对铁心磁通量的影响,提高了电流比较仪准确度。此种结构可将二次绕组匝间电容对准确度的影响减小至可忽略不计。

[0014] 所述M为10;所述二次绕组的各个子绕组与一次绕组分别进行组合使得所述高准确度电流比较仪形成1:1~10:1、10:1~100:1、100:1~1000:1比率。

[0015] 所述检测绕组 W_D 是直接绕在铁心上,在铁心及检测绕组 W_D 外包裹有坡莫合金材料,在检测绕组 W_D 外由内往外依次绕制有二次补偿绕组、一次补偿接地绕组、二次绕组和一次绕组 W_{11} ,即从铁心开始,由内往外依次为检测绕组、二次补偿绕组和一次补偿接地绕组、二次绕组和一次绕组。

[0016] 所述二次补偿绕组使用漆包线绕制而成,匝数与二次绕组相同;

[0017] 所述一次补偿接地绕组与一次绕组的结构相同。

[0018] 一种对所述高准确度电流比较仪进行自校验的方法:所述方法使用一台电流发生器和一台辅助电流比较仪,利用1:1电流比较仪自校准线路进行组合完成所述高准确度电流比较仪的自校验。

[0019] 所述方法包括以下步骤:

[0020] 步骤1,使用波段开关将二次绕组的各段子绕组分别引出,与一次绕组的 $L_{a3}-L_b$ 分别形成1:1自校准线路,测量得到二次绕组的各段子绕组的误差,然后通过公式(10)计算得到从2:1到10:1的比率误差:

$$[0021] \quad \delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n} \quad (10)$$

[0022] 式中

[0023] n为电流比较仪二次绕组开关位置；

[0024] δ_{3-n} 为电流比较仪比率为n:1时的误差；

[0025] λ_{3-i} 为二次绕组第i段的比率误差。

[0026] 步骤2,通过辅助电流比较仪进行替代测量,求出一次绕组的 $L_{a2}-L_b$ 与二次绕组第一段组成的10:1比率误差,再使用与1:1比率扩展至10:1比率相同的方法(也就是使用公式(10)),即可得到10:1比率到100:1比率的误差；

[0027] 步骤3,比率范围大于100:1时,使用比率为100:1的高稳定电流互感器作为辅助电流比较仪,然后重复步骤2。

[0028] 所述步骤1中使用波段开关将二次绕组的各段子绕组分别引出,与一次绕组的 $L_{a3}-L_b$ 分别形成1:1自校准线路,测量得到二次绕组的各段子绕组的误差是这样实现的：

[0029] 将检测线圈与指零仪连接；

[0030] 将一次绕组与二次绕组的极性端连接,并施加同一检测电流；

[0031] 由外界向二次补偿绕组中注入补偿电流 i_e 以抵消铁心内部的残余磁通；

[0032] 当指零仪指零时,高准确度电流比较仪处于平衡状态,此时注入的补偿电流 i_e 与检测电流的比就是高准确度电流比较仪在1:1时的比率误差。

[0033] 所述步骤2具体包括：

[0034] (21) K_2 (K_1 为固定端, K_2 为滑动端)置1,将二次绕组的第一段子绕组与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 组成10:1比率,与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测,测量出其与 T_f 之差 T_{f-2} ；

[0035] (22) K_2 置10,将整个二次绕组与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 组成10:1的比率,与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测,测量出其与 T_f 之差 T_{f-3} 。

[0036] (23)由于一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 与 K_2 置10时组成的10:1比率的误差在步骤1中已求出,通过替代法即可求出 K_2 置1时组成的10:1比率误差 λ_{2-1} ,这就是二次绕组第一段与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差；

[0037] (24)将利用公式(10)得到的误差 $\lambda_{3-1} \sim \lambda_{3-10}$ 带入公式(11),求出二次绕组各段与第一段之间的误差 θ_i ,再带入公式(12)求得二次绕组其余各段(是指除开第一段的其他所有段)与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差 $\lambda_{2-2} \sim \lambda_{2-10}$ 。然后通过公式(13)计算得到高准确度电流比较仪一次绕组置 $L_{a2}-L_b$,与二次绕组组成的10:1~100:1比率误差 δ_{2-n} ；

$$[0038] \quad \theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1} \quad (11)$$

[0039] 式中: θ_i ——二次绕组第i段与第一段之间的误差

[0040] λ_{3-i} ——二次边第i段与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 的误差

$$[0041] \quad \lambda_{2-i} = \lambda_{2-1} + \theta_i \quad (12)$$

[0042] 式中: θ_i ——二次绕组第i段与第一段之间的误差

[0043] λ_{2-i} ——二次边第i段与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差

$$[0044] \quad \delta_{2-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{2-i}}{n} \quad (13)$$

[0045] 式中： n ——高准确度电流比较仪二次绕组开关位置

[0046] λ_{2-i} ——二次边第 i 段与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差

[0047] δ_{2-n} ——高准确度电流比较仪一次绕组置 $L_{a2}-L_b$ ，二次边开关 K_2 置于 n 组成比率的误差。

[0048] 所述步骤(21)和步骤(22)中所述与辅助电流比较仪 T_f 进行比对检测，测量出其与 T_f 之差是这样实现的：

[0049] 将所述电流比较仪与辅助电流比较仪 T_f 的一次边极性端短接，并施加同一检测电流，将所述电流比较仪的二次端分别接入补偿电流调节器，然后调节旋钮使指零仪指零，此时读数盘的读数就是两台电流比较仪之差。

[0050] 二次绕组共分十段，每段匝数与一次绕组匝数相同，根据电流比较仪结构特点，只需用1:1自校准线路测出二次绕组每段与一次绕组间的误差，并使用一台稳定的电流比较仪当做参考标准(即辅助电流比较仪)扩展量限，经计算后即可得到电流比较仪在比率1:1至1000:1时的误差；本发明在保证自校验准确度的基础上极大地简化了自校验线路结构，缩短了校验时间。

[0051] 与现有技术相比，本发明的有益效果是：可消除分布电容的影响，提高电流比较仪准确度水平；在保证校验准确度的基础上，极大的简化了电流比较仪自校验线路结构，缩短了校验所需时间。

附图说明

[0052] 图1是本发明高准确度电流比较仪结构的原理图。

[0053] 图2裸铜线绕制的二次绕组泄漏电流流向图。

[0054] 图3是用同轴线绕制的二次绕组结构图。

[0055] 图4是图3的泄漏电流流向图。

[0056] 图5 1:1自校准原理框图。

[0057] 图6 1:1自校准原理线路图。

[0058] 图7从10:1到100:1量程扩展自校准原理线路图。

具体实施方式

[0059] 下面结合附图对本发明作进一步详细描述：

[0060] 如图1所示，一种高准确度电流比较仪，包括环形坡莫合金铁心，及绕制在此铁心上的检测绕组 W_D 、二次补偿绕组 W_{22} 、一次补偿接地绕组 W_{12} 、二次绕组 W_{21} 和一次绕组 W_{11} 。所述电流比较仪一次绕组有三组输入端，二次绕组分成十段，通过波段开关可改变二次绕组输入端内所连接的二次绕组段数，二次绕组与一次绕组组合使用可使电流比较仪形成1:1~10:1、10:1~100:1、100:1~1000:1比率；

[0061] 电流比较仪的一次绕组设计有三组输入端： $L_{a1}-L_b$ 、 $L_{a2}-L_b$ 、 $L_{a3}-L_b$ ，每组输入端所连接的一次绕组的匝数以十倍递增，具体实施时， L_b 一次绕组的一端，从 L_b 开始绕线，绕完1匝引出 L_{a1} ，绕完10匝引出 L_{a2} ，绕完100匝引出 L_{a3} ；二次绕组分成十段，各段匝数均与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 匝数相同，二次绕组各段串连在一起，通过波段开关可改变二次绕组输入端内所接二次绕组段数(即改变匝数)；

[0062] 所述电流比较仪的二次绕组采用“屏蔽定向引流”结构,即整个二次绕组使用同轴电缆绕制,其芯线作为二次绕组,皮线作为屏蔽,皮线与芯线在二次绕组的极性端(即K₁端)短接。此种结构可将二次绕组匝间电容对准确度的影响减小至可忽略不计;

[0063] 所述减小二次绕组匝间电容对准确度的影响是通过以下步骤证明的:

[0064] 当检测电流流经二次绕组时,由于其存在内阻 r ,在二次绕组两端会出现电势差:

$$[0065] \quad u = I_2 \cdot r \quad (1)$$

[0066] 由于匝间分布电容 C 及对地电容 C_G 的存在,会有部分检测电流通过分布电容流过,而不是全部检测电流通过绕组对铁心激磁以抵消一次电流产生的磁通,即

$$[0067] \quad I_2 = I_2' + i_c + i_g \quad (2)$$

[0068] 从而产生容性泄漏误差。其中匝间泄漏电流为:

$$[0069] \quad i_c = u \cdot y = I_2 \cdot r \cdot j\omega C \quad (3)$$

[0070] 对地泄漏电流为:

$$[0071] \quad i_g = \frac{u \cdot y_g}{2} = \frac{I_2 \cdot r \cdot j\omega C_g}{2} \quad (4)$$

[0072] 若二次绕组绕制时采用本发明“屏蔽定向引流”结构,同轴电缆皮线与芯线间存在电容 C' ,当检测电流 I_2 在芯线上流过,芯线非极性端与皮线存在电位差 u ,通过电容 C' 产生泄漏电流 i_c' 由皮线流入芯线:

$$[0073] \quad i_c' = u \cdot y' = I_2 \cdot r \cdot j\omega C' \quad (5)$$

[0074] 检测电流 I_2 在K₁分流, I_2' 流入芯线, i_c' 流入皮线后通过分布电容 C' 流回芯线,由于芯线皮线共同绕制在铁心上,电流流向相同,因此会在铁心当中共同激磁,并且由于:

$$[0075] \quad I_2 = I_2'' + i_c' \quad (6)$$

[0076] 芯线皮线共同激磁效果与检测电流 I_2 无泄漏时激磁效果等效,不对电流比较仪准确度产生影响。

[0077] 皮线上存在电阻 r' ,泄漏电流 i_c' 流经皮线后会在其两端产生电位差:

$$[0078] \quad u' = i_c' \cdot r' \quad (7)$$

[0079] 因此在皮线上也会产生类似裸铜线绕组的容性泄漏电流:匝间泄漏电流为:

$$[0080] \quad i_c'' = u' \cdot y'' = I_2 \cdot r \cdot r' \cdot j\omega C' \cdot j\omega C'' \quad (8)$$

[0081] 对地泄漏电容为:

$$[0082] \quad i_{g'} = \frac{u' \cdot y_{g'}}{2} = \frac{I_2 \cdot r \cdot r' \cdot j\omega C' \cdot j\omega C_{g'}}{2} \quad (9)$$

[0083] 此部分泄漏电流量级小于检测电流 I_2 的 10^{-10} ,对电流比较仪准确度的影响可忽略;

[0084] 这时即使改变图1中K₂的位置,即二次绕组任意组合使用时,由于容性泄露误差被消除,电流比较仪误差不会改变。从上述分析得知,采用这种线路结构,不但提高了电流比较仪的准确度,还为后面的自校准方法提供了可靠的技术保障。

[0085] 本发明将电流比较仪设计成如图1所示的结构,该电流比较仪是单铁心结构,在其上绕制若干绕组:所述铁心采用坡莫合金环形铁心, W_0 是检测绕组,将其连接到指零仪,用以检测铁心磁通变化情况;用坡莫合金材料将铁心及 W_0 包裹起来,作为磁屏蔽;随后绕制二次补偿绕组 W_{22} 和一次补偿接地绕组 W_{12} ;使用同轴电缆绕制二次绕组 W_{21} ,该二次绕组 W_{21} 共分

成十段,通过K₁与滑动端K₂配合可以组成不同的比率输出;最外侧绕制一次绕组W₁₁,其匝数与二次绕组每段匝数相同。二次补偿绕组W₂₂使用漆包线绕制,匝数与W₂₁相同;一次补偿接地绕组W₁₂结构上与一次绕组W₁₁相同,工作中Ld端接地,以保证一次绕组W₁₁的L端保持在地电位。

[0086] 若使用裸铜线绕制二次绕组,如图2所示,由于二次绕组W₂存在内阻r,检测电流I₂流过W₂时,在其两端会出现电势差 $u = I_2 \cdot r$,由于匝间分布电容C及对地分布电容C_g的存在,会有部分检测电流从分布电容流过,而不是全部检测电流通过绕组对铁心激磁以抵消一次电流产生的磁通,即 $I_2 = I_2' + i_c + i_g$,从而产生容性泄漏误差。其中匝间泄漏电流为 $i_c = u \cdot y = I_2 \cdot r \cdot j\omega C$,对地泄漏电流为 $i_g = \frac{u \cdot y_g}{2} = \frac{I_2 \cdot r \cdot j\omega C_g}{2}$ 。这就是电流比较仪误差的主要来源,随着电流比较仪比率的增大,这一误差对电流比较仪的准确度的影响会越来越明显。

[0087] 本发明的关键点在于,二次绕组W₂₁采用“屏蔽定向引流”线路结构,即电流比较仪在设计中采用同轴电缆绕制二次绕组,其芯线为二次绕组W₂₁,皮线作为屏蔽与芯线在K₁端短接,如图3所示。假设图3中电容C'为同轴电缆的皮线与芯线间的电容,由于皮线与芯线在K₁端短接,皮线与二次绕组另一端存在电位差u,通过电容C'产生泄漏电流: $i_c' = u \cdot y' = I_2 \cdot r \cdot j\omega C'$;检测电流I₂在K₁分流,I₂'流入芯线,i_{c'}流入皮线后通过分布电容C'流回芯线,如图4所示,由于芯线皮线共同绕制在铁心上,电流流向相同,因此会在铁心当中共同激磁,并且由于 $I_2 = I_2' + i_c'$,芯线皮线共同激磁效果与检测电流I₂无泄漏时激磁效果等效;皮线上存在电阻r',泄漏电流i_{c'}流经皮线后会在其两端产生电位差 $u' = i_c' \cdot r'$,因此在皮线上也会产生类似裸铜线绕组的容性泄漏电流:皮线匝间泄漏电流为 $i_c'' = u' \cdot y'' = I_2 \cdot r \cdot r' \cdot j\omega C' \cdot j\omega C''$;对地泄漏电容为 $i_g' = \frac{u' \cdot y_g'}{2} = \frac{I_2 \cdot r \cdot r' \cdot j\omega C' \cdot j\omega C_g'}{2}$,其量级小于检测电流I₂的10⁻¹⁰,可忽略。这时即使改变图1中K₂的位置,即二次绕组任意组合使用时,由于容性泄露误差被消除,电流比较仪误差不会改变。从上述分析得知,采用这种线路结构,不但提高了电流比较仪的准确度,还为后面的自校准方法提供了可靠的技术保障。在国内外文献中均未见到过论述此屏蔽定向引流结构的存在。

[0088] 一种电流比较仪自校验方法,所述方法仅使用一台电流发生器(图5的AX代表电流发生器的两端)、一台辅助电流比较仪(即后面所述的高稳定的电流比较仪),利用1:1电流比较仪自校准线路方法组合完成多比率电流比较仪自校验;

[0089] 一种实现所述电流比较仪自校验的方法,所述方法根据高准确度电流比较仪的结构设计,可使用波段开关将二次绕组各段分别引出,与一次绕组L_{a3}-L_b分别形成1:1自校准线路,测量得到二次绕组各段误差,由上面的分析可知,由于容性泄露误差基本被消除,二次绕组任意组合使用时电流比较仪的各段误差不会改变,因此通过公式(10)计算可得到电流比较仪从2:1到10:1的比率误差:

$$[0090] \quad \delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n} \quad (10)$$

[0091] 式中

[0092] n为电流比较仪二次绕组开关位置

[0093] δ_{3-n} 为电流比较仪比率为n:1时的误差

[0094] λ_{3-i} 为二次边第i段的比率误差

[0095] $L_{a3}-L_b$ 与二次绕组全段组成的10:1比率误差已求出,通过辅助电流比较仪进行替代测量,可求出一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 与二次绕组第一段组成的10:1比率误差,再使用与1:1比率扩展至10:1比率相同的方法,即可得到10:1比率到100:1比率的误差。

[0096] 具体实施步骤如下:

[0097] (1) K_2 置1,将二次绕组 W_{21} 的第一段与一次绕组的 $L_{a2}-L_b$ 组成10:1比率,与高稳定的电流比较仪 T_f 进行比对检测,可得到电流比较仪与电流互感器 T_f 相对差 T_{f-2} 。

[0098] (2) K_2 置10,将整个二次绕组 W_{21} 与一次绕组的 $L_{a3}-L_b$ 组成10:1的比率,同样测量出其与 T_f 相对差 T_{f-3} 。

[0099] (3)由于一次绕组的 $L_{a3}-L_b$ 与 K_2 置10时组成的10:1比率的误差在前面已求出,通过替代法即可求出 K_2 置1时组成的10:1比率误差 λ_{2-1} ,这就是二次绕组的第一段与一次绕组的 $L_{a2}-L_b$ 的误差。也就是说,使用 $L_{a3}-L_b$ 组成的10:1比率、 $L_{a2}-L_b$ 组成的10:1比率、测量辅助电流比较仪的10:1比率分别有各自的误差A、B、C;使用 $L_{a3}-L_b$ 组成的10:1比率测量辅助电流比较仪的10:1比率可以测出两个10:1的差别 $x_1=C-A$,再用 $L_{a2}-L_b$ 组成的10:1比率测量同一个辅助电流比较仪10:1比率,可得 $x_2=C-B$,A的值前面已求出, x_1 、 x_2 可测得,就求出B的值了。

[0100] (4)将前面测得误差 $\lambda_{3-1} \sim \lambda_{3-10}$ 带入公式(11),可求出二次绕组各段与第一段之间的误差 θ_i ,再带入公式(12)即可求得二次绕组其余各段与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差 $\lambda_{2-2} \sim \lambda_{2-10}$ 。然后可通过公式(13)计算得到电流比较仪一次绕组置 $L_{a2}-L_b$,与二次绕组组成的10:1~100:1比率误差 δ_{2-n} 。

$$[0101] \quad \theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1} \quad (11)$$

[0102] 式中: θ_i 为二次绕组第i段与第一段之间的误差

[0103] λ_{3-i} 为二次边第i段与一次绕组 $L_{a3}-L_b$ 的误差

$$[0104] \quad \lambda_{2-i} = \lambda_{2-1} + \theta_i \quad (12)$$

[0105] 式中: θ_i 为二次绕组第i段与第一段之间的误差

[0106] λ_{2-i} 为二次边第i段与一次绕组 $L_{a2}-L_b$ 的误差

$$[0107] \quad \delta_{2-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{2-i}}{n} \quad (13)$$

[0108] 式中:n为电流比较仪二次绕组开关位置

[0109] λ_{2-i} 为二次边第i段与一次绕组置 $L_{a2}-L_b$ 的误差

[0110] δ_{2-n} 为电流比较仪一次绕组置 $L_{a2}-L_b$ 抽头,二次边开关 K_2 置于n组成比率的误差

[0111] 比率范围大于100:1时,使用比率为100:1的高稳定电流互感器当做参考标准,进行替代法测量,其基本自校准原理与上述相同。

[0112] 本发明的一个实施例如下:

[0113] 1:1自校准方法

[0114] 当电流比较仪变比为1:1时,可以将一次电流作为参考标准与二次电流比较,调节

二次电流的误差补偿调节器使指零仪指零,调节器上的读数就是电流比较仪在1:1时的比率误差。

[0115] 电流比较仪1:1自校准原理如图5所示,图5中 W_{11} 为一次绕组, W_{21} 为二次线圈, W_{22} 为补偿和接地线圈,三个线圈匝数相同(图5是简化图,将图1没有用到的部分去掉了,1:1自校的一个基础就是一次边与二次边匝数相同,图5的二次绕组实际上可以由图1二次绕组任意一段代替); W_0 为检测线圈,接指零仪。将一次绕组与二次绕组极性端相连,施加同一检测电流。该电流将通过二次绕组在铁心中产生磁通以便抵消其通过一次绕组时产生的磁通,由于存在误差,还需要由外界向补偿绕组 W_{22} 中注入补偿电流 i_e 以抵消铁心内部的残余磁通。当 $I_1 \cdot W_{11} + I_2 \cdot W_{21} + i_e \cdot W_{22} = 0$ 时,指零仪指零,电流比较仪处于平衡状态。这时注入的补偿电流 i_e 与检测电流的比就是电流比较仪在1:1时的比率误差。

[0116] 新的1:1自校准线路原理图如图6所示,图中二次绕组 W_{21} 分为10段,其每一段绕组匝数与一次绕组匝数相同,拨动 A_1-K_2 联动开关,可将一次绕组与二次绕组各段分别形成1:1自校线路。

[0117] 量程扩展自校准

[0118] 电流比率范围从1:1到10:1量程扩展自校准

[0119] 通过上述1:1自校准方法,可以得到二次边各段绕组的比率误差 $\lambda_{3-1} \sim \lambda_{3-10}$,由于电流比较仪二次绕组采用了屏蔽定向引流结构,当二次绕组任意组合使用时,由匝间容性泄漏引起的附加误差可忽略,因此通过公式(1)计算得到电流比较仪从2:1到10:1的比率误差,数据见表1(比率范围1:1~10:1电流比较仪自校数据(单位: $\times 10^{-6}$))。

$$[0120] \quad \delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n} \quad (1)$$

[0121] 式中

[0122] n ——电流比较仪二次绕组开关位置

[0123] δ_{3-n} ——电流比较仪比率为 $n:1$ 时的误差

[0124] λ_{3-i} ——二次边第 i 段的比率误差

[0125]

盘位	比差			角差		
	λ_{3-i}	$\sum \lambda_{3-i}$	$\delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n}$	λ_{3-i}	$\sum \lambda_{3-i}$	$\delta_{3-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{3-i}}{n}$
1	0.2	0.2	0.20	0.0	0.0	0.00
2	0.1	0.3	0.15	0.0	0.0	0.00
3	0.1	0.4	0.13	0.2	0.2	0.07
4	-0.2	0.2	0.05	0.2	0.4	0.10
5	-0.1	0.1	0.02	0.3	0.7	0.14

[0126]

6	-0.4	-0.3	-0.05	0.4	1.1	0.18
7	0.2	-0.1	-0.01	0.5	1.6	0.23
8	-0.4	-0.5	-0.06	0.6	2.2	0.28
9	-0.3	-0.8	-0.09	0.8	3.0	0.33
10	0.0	-0.8	-0.08	0.3	3.3	0.33

[0127] 表1

[0128] 电流比率范围从10:1到100:1量程扩展自校准原理线路图如图7所示。

[0129] 在图7中, T_f 是辅助电流互感器, 比率为10:1。 L_{a2} - L_b 设计为 W_{11} 匝数的1/10, 其与 W_{21} 可以组成10:1~100:1的比率范围。通过 T_f 进行替代测量, 即可到二次绕组第1段与 L_{a2} - L_b 之间的误差。由于二次绕组各段之间相互偏差固定不变, 因此可求得 W_{21} 绕组其余各段与 L_{a2} - L_b 误差, 与1:1比率扩展至10:1比率使用方法相同, 即可得到10:1比率到100:1比率的误差。

[0130]

计算公式	比差	角差
δ_{3-10}	-0.08	0.33
T_{f-3}	-0.7	-0.2
T_{f-2}	-1.1	0.1
$\lambda_{2-1} = \delta_{3-10} + T_{f-3} - T_{f-2}$	0.32	0.03

[0131] 表2

[0132] 表3给出了比率范围10:1~100:1电流比较仪自校数据(单位: $\times 10^{-6}$)。

[0133]

盘位	比差			角差		
	$\theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1}$	$\lambda_{2-i} = \lambda_{3-1} + \theta_i$	$\delta_{2-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{2-i}}{n}$	$\theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1}$	$\lambda_{2-i} = \lambda_{3-1} + \theta_i$	$\delta_{2-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{2-i}}{n}$
1	0	0.32	0.32	0.0	0.03	0.03
2	-0.1	0.22	0.27	0.0	0.03	0.03

[0134]

3	-0.1	0.22	0.25	0.2	0.23	0.10
4	-0.4	-0.08	0.17	0.2	0.23	0.13
5	-0.3	0.02	0.14	0.3	0.33	0.17
6	-0.6	-0.28	0.07	0.4	0.43	0.21
7	0.0	0.32	0.11	0.5	0.53	0.26
8	-0.6	-0.28	0.06	0.6	0.63	0.31
9	-0.5	-0.18	0.03	0.8	0.83	0.36
10	-0.2	0.12	0.04	0.3	0.33	0.36

[0135] 表3

[0136] 电流比率范围大于100:1量程扩展自校准原理:

[0137] 比率范围大于100:1时,使用比率为100:1的高稳定电流互感器当做参考标准,进行替代法测量,其基本自校准原理与上述相同,得到的数据如表4和表5所示,其中表4为比率范围100:1~1000:1自校,λ₁₋₁数据计算表格(单位:×10⁻⁶),表5为比率范围100:1~1000:1电流比较仪自校数据(单位:×10⁻⁶)。

[0138]

计算公式	比差	角差
δ ₂₋₁₀	0.04	0.36
T _{f-2}	-0.90	1.50
T _{f-1}	-0.90	2.10
λ ₁₋₁ =δ ₂₋₁₀ +T _{f-2} -T _{f-1}	0.04	-0.24

[0139] 表4

[0140]

盘位	比差			角差		
	$\theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1}$	$\lambda_{1-i} = \lambda_{1-1} + \theta_i$	$\delta_{1-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{1-i}}{n}$	$\theta_i = \lambda_{3-i} - \lambda_{3-1}$	$\lambda_{1-i} = \lambda_{1-1} + \theta_i$	$\delta_{1-n} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_{1-i}}{n}$
1	0	0.04	0.04	0.0	-0.24	-0.24
2	-0.1	-0.06	-0.01	0.0	-0.24	-0.24
3	-0.1	-0.06	-0.03	0.2	-0.04	-0.17
4	-0.4	-0.36	-0.11	0.2	-0.04	-0.14
5	-0.3	-0.26	-0.14	0.3	0.06	-0.10

[0141]

6	-0.6	-0.56	-0.21	0.4	0.16	-0.06
7	0	0.04	-0.17	0.5	0.26	-0.01
8	-0.6	-0.56	-0.22	0.6	0.36	0.03
9	-0.5	-0.46	-0.25	0.8	0.56	0.09
10	-0.2	-0.16	-0.24	0.3	0.06	0.09

[0142] 表5

[0143] 下面通过几个模型实验的结果来分析本发明的效果

[0144] 实验验证

[0145] 为了验证二次绕组分布电容的改变是否对本发明电流比较仪的准确度产生影响，设计了如下实验：

[0146] 将新型电流比较仪与一台稳定的电流比较仪按检定线路连接，测量被检电流比较仪25A/5A比率，然后维持线路不变，在新型电流比较仪二次绕组第三个抽头芯皮间、第九个抽头芯皮间、第三和第九抽头皮线间、第三抽头皮线和地之间并入不同容量值的电容，并记录数据。数据如表6(验证试验数据(单位： $\times 10^{-7}$))所示：

[0147]

测量结果 \ 并入电容		未并电容	并入50pF	并入100pF	并入300pF	并入500pF	并入1 μ F	并入2 μ F
第三抽头芯皮之间	比差	4	3	3	3	3	3	3
	角差	-10	-10	-10	-10	-10	-10	-10
第九抽头芯皮之间	比差	4	3	3	3	3	3	3
	角差	-10	-10	-10	-10	-10	-10	-10
第三第九抽头皮线之间	比差	4	3	3	3	3	4	4
	角差	-10	-9	-9	-9	-9	-9	-9
第三抽头皮线与地之间	比差	4	4	3	3	3	3	3
	角差	-10	-9	-9	-9	-9	-9	-9

[0148] 表6

[0149] 表1和表2(比率范围10:1~100:1自校, λ_{2-1} 数据计算表格(单位： $\times 10^{-6}$))中所示的验证实验说明，本发明的理论计算与实验相一致，也就是说本发明提出的“屏蔽定向引流”线路结构消除匝间分布电容改变对电流比较仪准确度的影响的方法是可行的，可以作为具体实施方式使用。

[0150] 表3、4、5都是自校时的数据,表6是证明理论与实验一致的数据,理论上说改变二次绕组匝数不影响每一段的误差,实际上就是改变二次绕组匝数后,匝间电容改变不影响每一段误差;实验中,在测量同一个边比(即二次绕组匝数不变)时,人为并入不通的电容,模拟匝间电容改变现象,测量结果显示的变化对仪器精度不产生影响,因此可以证明理论与实验相一致。

[0151] 上述技术方案只是本发明的一种实施方式,对于本领域内的技术人员而言,在本发明公开了应用方法和原理的基础上,很容易做出各种类型的改进或变形,而不仅限于本发明上述具体实施方式所描述的方法,因此前面描述的方式只是优选的,而并不具有限制性的意义。

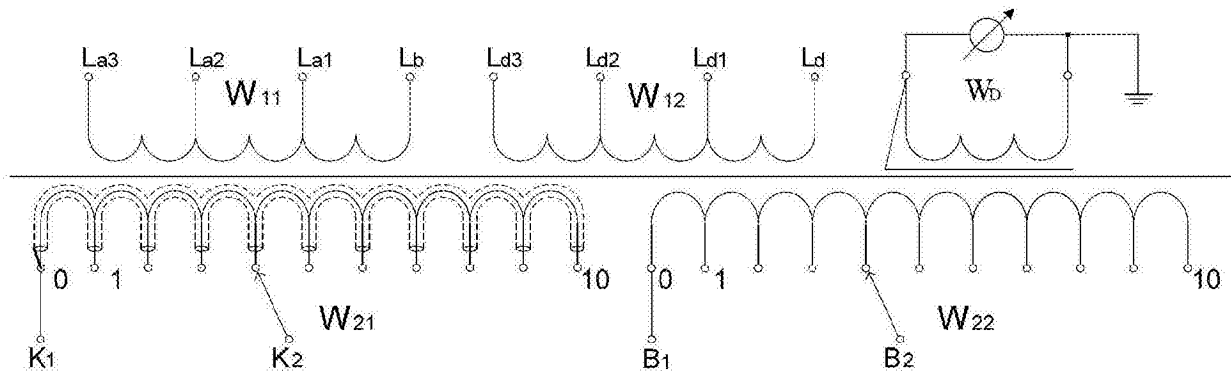


图1

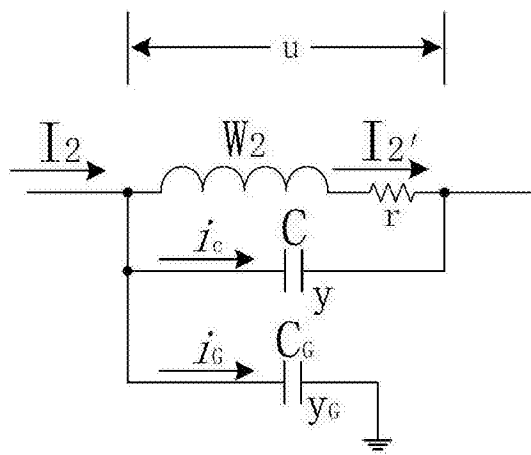


图2

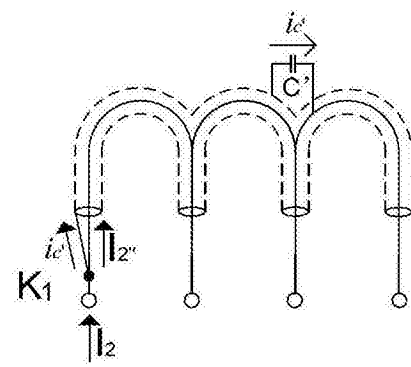


图3

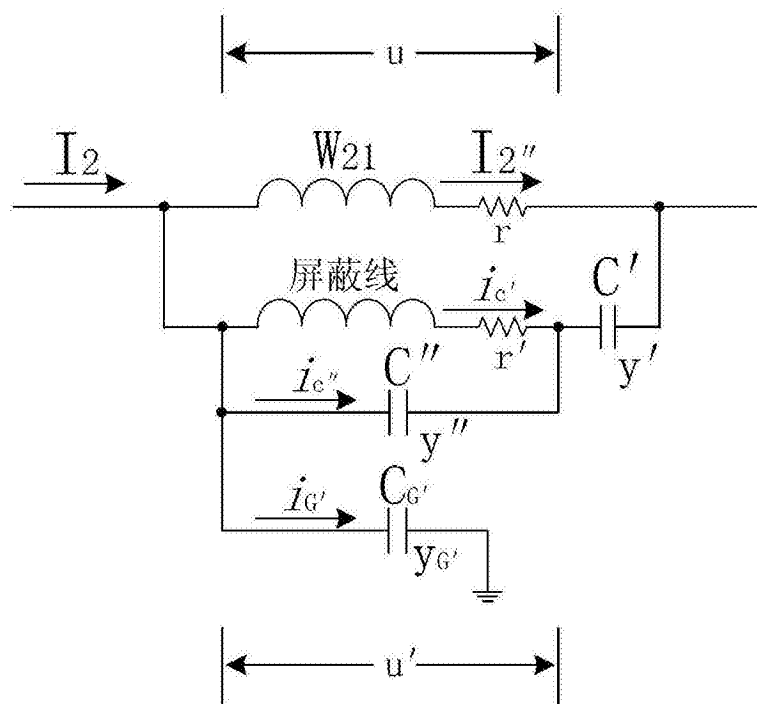


图4

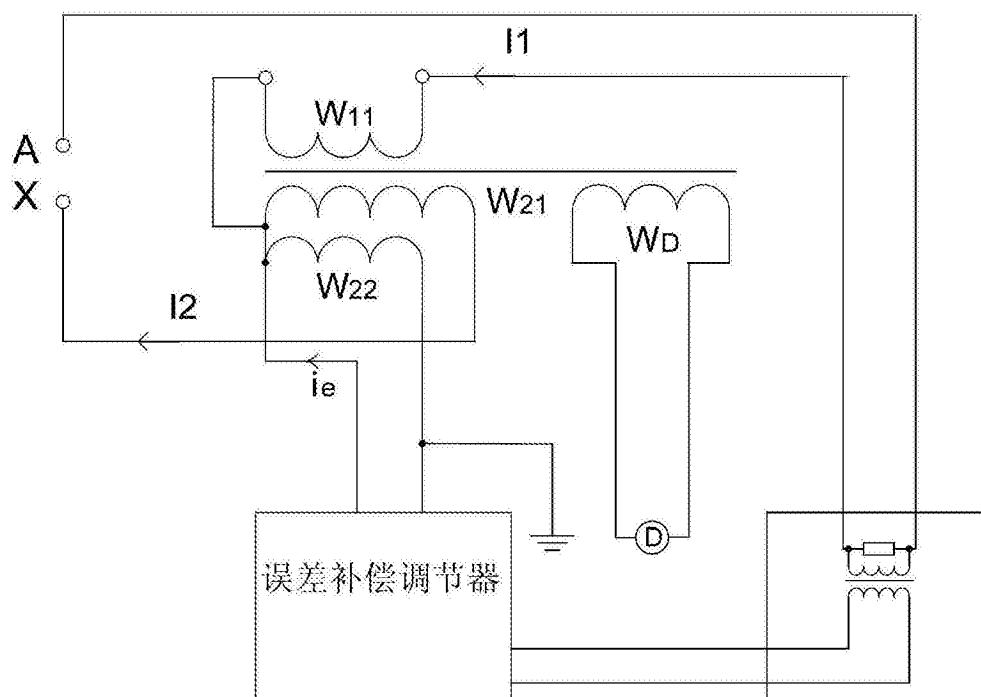


图5

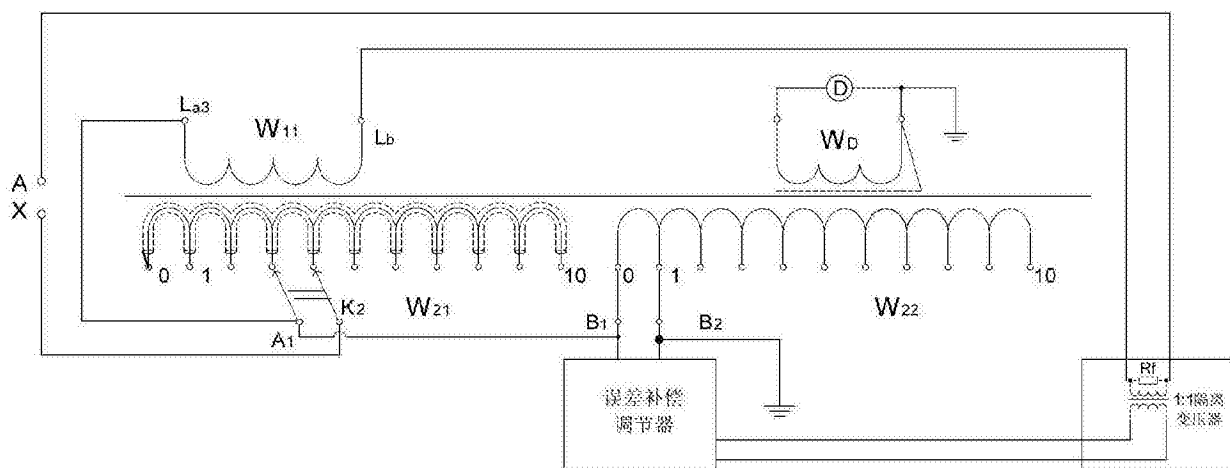


图6

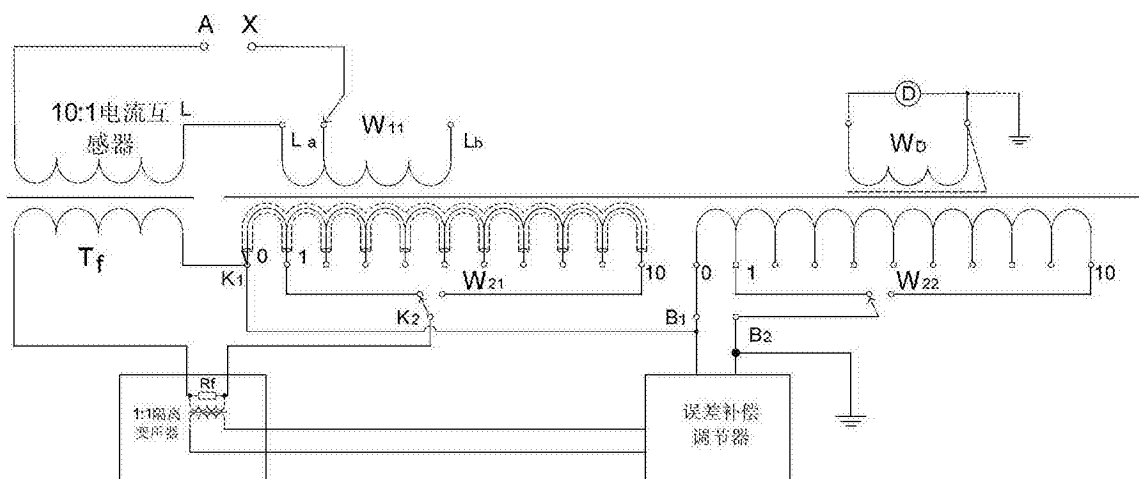


图7