



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106291431 B

(45)授权公告日 2018.11.27

(21)申请号 201610926067.7

(22)申请日 2016.10.24

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106291431 A

(43)申请公布日 2017.01.04

(73)专利权人 中国科学院上海应用物理研究所
地址 201800 上海市嘉定区嘉罗公路2019号

(72)发明人 王东兴 卢宋林 李瑞 朱燕燕
胡志敏

(74)专利代理机构 上海智信专利代理有限公司
31002

代理人 邓琪

(51)Int.Cl.

G01R 35/00(2006.01)

(56)对比文件

- CN 105974349 A, 2016.09.28,
- CN 201993456 U, 2011.09.28,
- CN 204855773 U, 2015.12.09,
- CN 203164408 U, 2013.08.28,
- CN 104730479 A, 2015.06.24,
- KR 10-0909660 B1, 2009.07.29,

审查员 王晓涵

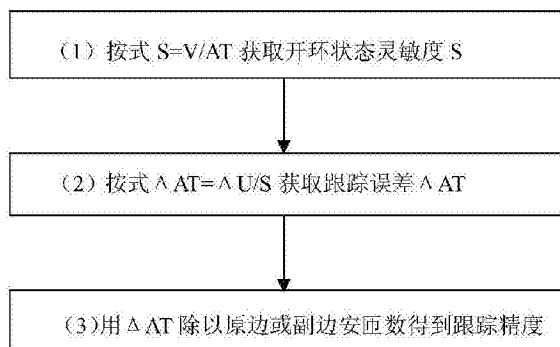
权利要求书2页 说明书7页 附图1页

(54)发明名称

一种电流传感器的跟踪精度测量方法

(57)摘要

本发明公开了一种电流传感器的跟踪精度测量方法,其用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度,包括步骤:(1)按式 $S=V/AT$ 获取所述磁平衡电流传感器的开环状态灵敏度 S ,其中 V 为开环状态磁通检测输出电压, AT 为开环状态安匝数;(2)按式 $\Delta AT=\Delta U/S$ 获取所述磁平衡电流传感器的跟踪误差 ΔAT ,其中 ΔU 为工作状态磁通检测输出电压;(3)用所述跟踪误差 ΔAT 除以所述工作状态下的原边安匝数或副边安匝数即得到所述磁平衡电流传感器的跟踪精度。该方法不需要额外电流源,可以在线测试,对检修和校准在用的电流传感器十分方便;只需要测量灵敏度 V/AT 和磁通检测输出电压 ΔU ,十分容易测量;降低了难度,避免引入误差,值得推广。



1. 一种电流传感器的跟踪精度测量方法,其用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度,其特征在于,包括以下步骤:

(1) 按式 $S=V/AT$ 获取所述磁平衡电流传感器的开环状态灵敏度 S ,其中 V 为开环状态磁通检测输出电压, AT 为开环状态安匝数;

(2) 按式 $\Delta AT=\Delta U/S$ 获取所述磁平衡电流传感器的跟踪误差 ΔAT ,其中 ΔU 为工作状态磁通检测输出电压;

(3) 用所述跟踪误差 ΔAT 除以所述工作状态下的原边安匝数或副边安匝数即得到所述磁平衡电流传感器的跟踪精度;

其中,所述开环状态安匝数 AT 通过以下步骤计算:

首先,断开副边绕组,使所述磁平衡电流传感器的副边电流的 AT 等于零;然后,在原边绕组上用高精度微小电流形成原边绕组的 AT 。

2. 如权利要求1所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述开环状态灵敏度 S 包括开环状态直流灵敏度 S_{DC} 和/或开环状态交流灵敏度 S_{AC} 。

3. 如权利要求2所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述开环状态直流灵敏度 S_{DC} 的计算方法为: $S_{DC}=V_B/(I_p \cdot T_p)$,其中, V_B 为开环状态低频磁通检测输出直流电压, I_p 为原边直流电流, T_p 为原边绕线匝数。

4. 如权利要求2所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述开环状态交流灵敏度 S_{AC} 包括低频灵敏度 $S(f)_{ACL}$ 和高频灵敏度 $S(f)_{ACH}$,其计算方法为:

$$S(f)_{ACL} = \frac{V_B(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

$$S(f)_{ACH} = \frac{V_A(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

其中, $V_B(f)$ 为开环状态低频磁通检测输出交流电压, $V_A(f)$ 为开环状态高频磁通检测输出交流电压, $i_p(f)$ 为原边交流电流, T_p 为原边绕线匝数, f 表示频率。

5. 如权利要求2所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出直流电压 ΔU_B ,此时所述跟踪误差 $\Delta AT=\Delta U_B/S_{DC}$ 。

6. 如权利要求4所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_B(f)$ 和工作状态高频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_A(f)$,此时所述跟踪误差

$$\Delta AT = \frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}} + \frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}。$$

7. 如权利要求1-6中任意一项所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述磁平衡电流传感器包括变压器、激励信号发生系统、磁通检测系统以及副边电流产生系统。

8. 如权利要求2-6中任意一项所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,所述磁平衡电流传感器相应地包括直流磁平衡电流传感器和/或交流磁平衡电流传感器。

9. 如权利要求1-6中任意一项所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,采

用不低于6位半精度的数字万用表检测电压和/或电流。

10. 如权利要求1-6中任意一项所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其特征在于,采用示波器监测电压和/或电流的相位。

一种电流传感器的跟踪精度测量方法

技术领域

[0001] 本发明涉及传感器的跟踪精度测量方法,尤其涉及一种电流传感器的跟踪精度测量方法。

背景技术

[0002] 电流传感器广泛用在发电、变电、输电、配电和用电的线路中。各种用电场合的电流大小十分悬殊,从几安到几万安不等,既有直流电流测量需求,也有交流电流测量需求,还有高频电流测量需求。将不同量级的电流按照比例转换为比较统一的电流,既方便测量,又方便控制,还有利于采取保护。更重要的是利用电流传感器的电气隔离作用可以避免直接测量线路上的高电压,降低实际操作的危险性。

[0003] 同时,对于电流的测量不同类型的电流表有不同的量程和输入要求。对于指针式的电流表,电流传感器的二次电流大多数是安培级的(如5A等)。对于数字化仪表,采样的信号一般为毫安级(0-5V、4-20mA等)。微型电流传感器二次电流为毫安级,主要发挥电流传感器与采样之间的桥梁作用。

[0004] 随着环保意识的逐步加强,电能的精确测量提上日程。如何简便地测量电流传感器的跟踪精度(即测量精度)成了工业用电、民用用电等行业迫切需要解决的课题。

[0005] 传统的电流传感器跟踪精度需要有初级输入电流源、次级输出测量设备,根据电流的输入和输出比值来确定电流传感器的跟踪精度。此类方法包括如下不足:(1)需要具有高准确度大容量的电流源,否则不能满量程计算;(2)忽略了电流传感器的工作原理中能量变化的核心——磁感应强度/磁通在能量变化中的作用,用初级和次级的电参量考核互感器的跟踪精度;(3)不能在线检测,也就不能估计实际应用环境中电流传感器的跟踪精度;(4)完全用磁芯的磁通量来计算,磁芯截面量测引入误差。

[0006] 鉴于传统方法测量电流传感器跟踪精度的以上诸多不足,期望获得一种电流传感器的跟踪精度测量方法,使用该方法能测量磁平衡电流传感器的跟踪精度并克服上述缺点。

发明内容

[0007] 本发明的目的是提供一种电流传感器的跟踪精度测量方法,该方法可用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度,且不需要额外电流源,能够在线测量,避免引入误差,简便易行。

[0008] 根据上述发明目的,本发明提出了一种电流传感器的跟踪精度测量方法,其用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度,包括以下步骤:

[0009] (1)按式 $S=V/AT$ 获取所述磁平衡电流传感器的开环状态灵敏度 S ,其中 V 为开环状态磁通检测输出电压, AT 为开环状态安匝数;

[0010] (2)按式 $\Delta AT=\Delta U/S$ 获取所述磁平衡电流传感器的跟踪误差 ΔAT ,其中 ΔU 为工作状态磁通检测输出电压;

[0011] (3)用所述跟踪误差 ΔAT 除以所述工作状态下的原边安匝数或副边安匝数即得到所述磁平衡电流传感器的跟踪精度。

[0012] 本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法,其用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度。

[0013] 通常磁平衡电流传感器包括磁芯(通常是闭合的铁芯)、原边绕组(被测电流侧绕组)、副边绕组(测量电流侧绕组)、磁通检测系统(通常包括低频部分和高频部分)、副边电流产生系统,依据磁平衡原理工作。正常工作时,原边电流在磁芯内产生磁通,被磁通检测系统拾取等比例的电压信号,根据此电压信号在副边绕组产生与原边等值但方向相反的AT数(安匝数),这样,原边AT和副边AT同时作用于磁芯,磁芯内的磁通量几乎为零。因此,此类电流传感器也称作磁通平衡式电流传感器,简称磁平衡电流传感器。按照上述原理,磁平衡电流传感器的次级电流和初级电流完全可依照初级和次级的匝比来确定。

[0014] 然而,在电流传感器的实际制作和使用过程中,由于磁通检测信号的增益不足、整个传感器的分布参数影响、不同频率成分的信号放大通道不同等原因,次级电流AT和被测电流AT存在很小的偏差,AT数偏差的那部分能量就保留在磁芯中,以磁通/磁感应强度形式存在,并且此能量相对于传输到次级的能量占比非常小,故不会影响电流传感器的正常工作,也不会破坏电流传感器的磁工作状态。若磁通量为低频分量,由于磁通检测较为灵敏能把整个偏差约束在很小的范围内而不影响电流传感器的使用;若电流传感器应用在交流电或高频电流场合,正半周期的能量在负半周期时还给初级或次级,但是每半个周期内,铁芯里面都会存在这样的交变小幅磁场。

[0015] 发明人考虑利用电流传感器工作时磁芯内存在这样一个小幅的磁通量,通过磁通检测系统获得磁芯内存在的磁场量值。以此量值作为初级线圈和次级线圈之间的跟踪误差 ΔB ,经过磁通检测转化为 ΔU , $\Delta U/(V/AT)$ 得到 ΔAT ,该 ΔAT 与初级线圈或次级线圈流过的AT相比即可得到传感器的跟踪精度(采用初级线圈还是次级线圈取决于对跟踪精度的人为定义)。该方法理论核心为 $\Delta B/B$,实际计算 $\Delta AT/AT$,简化了B的计算及B引入的计算偏差,用磁芯的磁特征磁通量测量电流传感器的跟踪精度,抛开了用初级电信号与次级电信号引入的负载效应等误差,从原理上保证测量的准确性。

[0016] 基于上述构思,本发明先用确定的电流AT数测定电流传感器磁芯内的对应磁通/磁感应强度,并获得检测磁通的等比例电压(即开环状态磁通检测输出电压V),就能确定磁芯的参数灵敏度 V/AT 。在电流传感器正常工作时,磁芯原边为被测电流AT数理论上等于副边测量电流AT数。当原边AT数和副边AT数有偏差时,磁芯内的磁通/磁感应强度被磁通检测系统获得为等比例电压(即工作状态磁通检测输出电压 ΔU),此电压除以灵敏度 V/AT 得到原边和副边的AT数值差(即跟踪误差 ΔAT),也就获得了在线工作状态下的电流传感器跟踪精度。这样该方法就直接利用了测量电流传感器初级能量传输到次级的中间参量——磁场的特征来完成电流传感器的跟踪精度测量,测试的量值更核心,准确度更高,避免了引入误差。而且,该方法不改变电流传感器的工作状态,能够在线测量,方法简便,要求的外围设备较少,不需要额外电流源,操作灵活。

[0017] 进一步地,本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法中,所述开环状态灵敏度S包括开环状态直流灵敏度 S_{DC} 和/或开环状态交流灵敏度 S_{AC} 。

[0018] 更进一步地,上述电流传感器的跟踪精度测量方法中,所述开环状态直流灵敏度

S_{DC} 的计算方法为： $S_{DC} = V_B / (I_p \cdot T_p)$ ，其中， V_B 为开环状态低频磁通检测输出直流电压， I_p 为原边直流电流， T_p 为原边绕线匝数。

[0019] 更进一步地，上述电流传感器的跟踪精度测量方法中，所述开环状态交流灵敏度 S_{AC} 包括低频灵敏度 $S(f)_{ACL}$ 和低频灵敏度 $S(f)_{ACH}$ ，其计算方法为：

$$[0020] \quad S(f)_{ACL} = \frac{V_B(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

$$[0021] \quad S(f)_{ACH} = \frac{V_A(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

[0022] 其中， $V_B(f)$ 为开环状态低频磁通检测输出交流电压， $V_A(f)$ 为开环状态高频磁通检测输出交流电压， $i_p(f)$ 为原边交流电流， T_p 为原边绕线匝数， f 表示频率。

[0023] 上述方案中， $\frac{V_B(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$ 和 $\frac{V_A(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$ 均为矢量。

[0024] 更进一步地，上述电流传感器的跟踪精度测量方法中，所述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出直流电压 ΔU_B ，此时所述跟踪误差 $\Delta AT = \Delta U_B / S_{DC}$ 。

[0025] 更进一步地，上述电流传感器的跟踪精度测量方法中，所述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_B(f)$ 和工作状态高频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_A(f)$ ，此时所述跟踪误差

$$[0026] \quad \Delta AT = \frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}} + \frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$$

[0027] 上述方案中， $\frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}}$ 和 $\frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$ 均为矢量。在求跟踪精度时 ΔAT 可按模值公式 $c =$

$(a^2 + b^2)^{0.5}$ 转换为标量，其中 c 对应 ΔAT ， a 对应 $\frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}}$ ， b 对应 $\frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$ 。

[0028] 进一步地，本发明所述或上述任一电流传感器的跟踪精度测量方法中，所述磁平衡电流传感器包括变压器、激励信号发生系统、磁通检测系统以及副边电流产生系统。

[0029] 更进一步地，上述任一电流传感器的跟踪精度测量方法中，所述磁平衡电流传感器相应地包括直流磁平衡电流传感器和/或交流磁平衡电流传感器。

[0030] 进一步地，本发明所述或上述任一电流传感器的跟踪精度测量方法中，采用不低于6位半精度的数字万用表检测电压和/或电流。

[0031] 进一步地，本发明所述或上述任一电流传感器的跟踪精度测量方法中，采用示波器监测电压和/或电流的相位。

[0032] 本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法具有以下优点和有益效果：

[0033] (1) 操作简单，概念性强，计算方便。按照电磁学知识获得在工作状态时电流传感器磁芯内与磁感应强度 ΔB 成正比的磁通检测信号 ΔU 以及相应的 ΔAT 。

[0034] (2) 可以在线测试，不影响电流传感器的正常工作，对检修和校准在用的电流传感器十分方便。

[0035] (3) 在具体操作过程中，只需要测量电流传感器磁芯的灵敏度 V/AT ，磁通检测到的

等比例电压信号,这两个量都十分容易测量,使用设备也较简单。

[0036] (4) 明显降低了测量电流传感器跟踪精度的难度,实用方便,结果可靠,值得推广。

附图说明

[0037] 图1为本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法的流程示意图。

[0038] 图2为本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法在一种实施方式下所测量的一种磁平衡电流传感器的结构示意图。

具体实施方式

[0039] 下面将结合说明书附图和具体的实施例对本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法做进一步的详细说明。

[0040] 图1示意了本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法的流程。

[0041] 如图1所示,本发明的电流传感器的跟踪精度测量方法用于测量磁平衡电流传感器的跟踪精度,包括以下步骤:

[0042] (1) 按式 $S=V/AT$ 获取磁平衡电流传感器的开环状态灵敏度 S ,其中 V 为开环状态磁通检测输出电压, AT 为开环状态安匝数。

[0043] (2) 按式 $\Delta AT = \Delta U/S$ 获取磁平衡电流传感器的跟踪误差 ΔAT ,其中 ΔU 为工作状态磁通检测输出电压。

[0044] (3) 用上述跟踪误差 ΔAT 除以上述工作状态下的原边安匝数或副边安匝数即得到磁平衡电流传感器的跟踪精度。

[0045] 在某些实施方式下,上述开环状态灵敏度 S 包括开环状态直流灵敏度 S_{DC} 和/或开环状态交流灵敏度 S_{AC} 。该开环状态直流灵敏度 S_{DC} 的计算方法为:

$$[0046] \quad S_{DC} = V_B / (I_p \cdot T_p)$$

[0047] 其中, V_B 为开环状态低频磁通检测输出直流电压, I_p 为原边直流电流, T_p 为原边绕线匝数。该开环状态交流灵敏度 S_{AC} 包括低频灵敏度 $S(f)_{ACL}$ 和高频灵敏度 $S(f)_{ACH}$,其计算方法为:

$$[0048] \quad S(f)_{ACL} = \frac{V_B(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

$$[0049] \quad S(f)_{ACH} = \frac{V_A(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

[0050] 其中, $V_B(f)$ 为开环状态低频磁通检测输出交流电压, $V_A(f)$ 为开环状态高频磁通检测输出交流电压, $i_p(f)$ 为原边交流电流, T_p 为原边绕线匝数, f 表示频率。上述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出直流电压 ΔU_B ,此时跟踪误差 $\Delta AT = \Delta U_B/S_{DC}$ 。上述工作状态磁通检测输出电压 ΔU 还包括工作状态低频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_B(f)$ 和工作状态高频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_A(f)$,此时跟踪误差

$$[0051] \quad \Delta AT = \frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}} + \frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$$

[0052] 在求跟踪精度时 ΔAT 可按模值公式 $c = (a^2 + b^2)^{0.5}$ 转换为标量,其中 c 对应 ΔAT , a 对

应 $\frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}}$, b 对应 $\frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$ 。

[0053] 在某些实施方式下,上述磁平衡电流传感器包括变压器、磁通检测系统以及副边电流产生系统。此外,上述磁平衡电流传感器相应地包括直流磁平衡电流传感器和/或交流磁平衡电流传感器。

[0054] 在某些实施方式下,采用不低于6位半精度的数字万用表检测电压和/或电流。此外,采用示波器监测电压和/或电流的相位。

[0055] 图2示意了本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法在一种实施方式下所测量的一种磁平衡电流传感器的结构。

[0056] 如图2所示,本发明所述的电流传感器的跟踪精度测量方法在一种实施方式下所测量的一种磁平衡电流传感器的结构包括:变压器T、激励信号发生系统、磁通检测系统以及副边电流产生系统,其中:

[0057] 变压器T包括彼此独立的第一磁芯和第二磁芯;分别绕制在第一磁芯和第二磁芯上的第一励磁线圈L1和第二励磁线圈L2,其中,第一励磁线圈L1的和第二励磁线圈L2的匝数均为 N_a ,并且分别连接有接地电阻R1和R2;第三磁芯,其与第一磁芯和第二磁芯叠置在一起,以形成一整体磁芯,其中,第一、第二和第三磁芯均由高导磁材料制成;以及绕制在整体磁芯上的初级线圈L3(即原边绕组)、次级线圈L4(即副边绕组)和辅助线圈L5,其中,初级线圈L3的匝数为 N_p ,且该初级线圈L3接收外围输入的被测直流电流(即原边直流电流 I_p)或被测交流电流(即原边交流电流 $i_p(f)$),次级线圈L4的匝数为 N_s ,次级线圈L4输出副边直流电流或副边交流电流,辅助线圈L5的匝数为N。

[0058] 激励信号发生系统包括激励信号源1和与其连接的驱动单元2,输出与第一励磁线圈L1和第二励磁线圈L2连接,以分别向第一励磁线圈L1和第二励磁线圈L2提供两个相位差 180° 的激励电流。

[0059] 磁通检测系统包括低频磁通检测单元3和高频磁通检测单元4,其中低频磁通检测单元3与第二励磁线圈L2连接,以在初级线圈L3接收被测直流电流时,接收第二励磁线圈L2输出的相应的不对称磁化信号,并将该不对称磁化信号转换为相应的磁通检测输出电压并通过B点输出;高频磁通检测单元4与辅助线圈L5连接,以在初级线圈L3接收被测交流电流时,接收辅助线圈L5输出的相应的感应电流信号,并将其转换为相应的磁通检测输出电压并通过A点输出。

[0060] 副边电流产生系统包括低频信号处理单元5、高频信号处理单元6以及功率放大单元7,其中:低频信号处理单元5的输入与B点连接,输出与功率放大单元7的输入连接;高频信号处理单元6的输入与A点连接,输出与功率放大单元7的输入连接;功率放大单元7的输出与次级线圈L4的输入连接。该副边电流产生系统被设置为:在初级线圈L3接收被测直流电流时,向次级线圈L4输一直流补偿电流;在初级线圈L3接收被测交流电流时,向次级线圈L4输一交流补偿电流;其中,直流补偿电流与被测直流电流的方向相反并且其电流大小是该被测直流电流的 N_p/N_s 倍,交流补偿电流与被测交流电流的方向相反并且其电流大小是该被测交流电流的 N_p/N_s 倍。

[0061] 上述磁平衡电流传感器为直流和交流通用的磁平衡电流传感器。其结构和原理的细节可参考公开号为CN204044224U,公开日为2014年12月24日,名称为“一种交直流电流传

感器”的中国专利文献。

[0062] 结合参考图2,本实施例中,利用本发明方法测量上述磁平衡电流传感器的跟踪精度的步骤包括:

[0063] 步骤110:按式 $S=V/AT$ 获取磁平衡电流传感器的开环状态灵敏度 S ,其中 V 为开环状态磁通检测输出电压, AT 为开环状态安匝数。其中:开环状态灵敏度 S 包括开环状态直流灵敏度 S_{DC} 和开环状态交流灵敏度 S_{AC} ,开环状态磁通检测输出电压 V 包括开环状态低频磁通检测输出直流电压 V_B 和开环状态低频磁通检测输出交流电压 $V_B(f)$ 及开环状态高频磁通检测输出交流电压 $V_A(f)$,开环状态安匝数 AT 包括开环状态直流安匝数和开环状态交流安匝数。具体方法为:首先,断开副边绕组,使电流传感器的副边电流的 AT 等于零。然后,在原边绕组上用高精度微小电流形成原边绕组(被测电流,包括原边直流电流 I_p 和原边交流电流 $i_p(f)$)的 AT 数。之后,按照以下方法计算开环状态直流灵敏度 S_{DC} 和开环状态交流灵敏度 S_{AC} :开环状态直流灵敏度 $S_{DC}=V_B/(I_p \cdot T_p)$,其中, I_p 为原边直流电流, T_p 为原边绕线匝数 N_p , $(I_p \cdot T_p)$ 为开环状态直流安匝数;开环状态交流灵敏度 S_{AC} 包括低频灵敏度 $S(f)_{ACL}$ 和高频灵敏度 $S(f)_{ACH}$,其计算方法为:

$$[0064] \quad S(f)_{ACL} = \frac{V_B(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

$$[0065] \quad S(f)_{ACH} = \frac{V_A(f)}{(i_p(f) \cdot T_p)}$$

[0066] 其中, $i_p(f)$ 为原边交流电流, T_p 为原边绕线匝数 N_p , f 表示频率, $(i_p(f) \cdot T_p)$ 为开环状态交流安匝数。

[0067] 步骤120:按式 $\Delta AT = \Delta U/S$ 获取磁平衡电流传感器的跟踪误差 ΔAT ,其中 ΔU 为工作状态磁通检测输出电压。其中:在初级线圈L3接收被测直流电流时,工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出直流电压 ΔU_B ,此时跟踪误差 $\Delta AT = \Delta U_B/S_{DC}$;在初级线圈L3接收被测交流电流时,工作状态磁通检测输出电压 ΔU 包括工作状态低频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_B(f)$ 和工作状态高频磁通检测输出交流电压 $\Delta U_A(f)$,此时跟踪误差

$$[0068] \quad \Delta AT = \frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}} + \frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$$

[0069] 在求跟踪精度时 ΔAT 按模值公式 $c = (a^2 + b^2)^{0.5}$ 转换为标量,其中 c 对应 ΔAT , a 对应 $\frac{\Delta U_B(f)}{S(f)_{ACL}}$, b 对应 $\frac{\Delta U_A(f)}{S(f)_{ACH}}$ 。

[0070] 步骤130:用上述跟踪误差 ΔAT 除以上述工作状态下的原边安匝数或副边安匝数即得到磁平衡电流传感器的跟踪精度。

[0071] 上述各步骤中,采用不低于6位半精度的数字万用表检测电压和电流,包括在B点测量的 V_B 、 $V_B(f)$ 、 ΔU_B 、 $\Delta U_B(f)$ 、在A点测量的 $V_A(f)$ 、 $\Delta U_A(f)$ 、原边电流 I_p 和 $i_p(f)$ 、工作状态下的副边电流等参数。此外,采用示波器监测电压和/或电流的相位。

[0072] 需要说明的是,在电流传感器的的原边电流为0时,同样可以用以上方法来评估电流传感器的零点跟踪精度或零点误差,具体计算方法类似,此处不再赘述。

[0073] 上述实施例中,以变压器磁芯中的磁感应强度 B (磁通 Φ)作为测量的核心,而此物

理量量值在各自频段内和低频磁通检测的电压、低频磁通检测的电压有线性关系(参考楞次定律),因此,以磁通检测电压作为磁通测量值。选择磁通检测电压作为本发明方法的检测测量,比直接用磁通量或磁感应强度更方便直观,同时能减少或避免直接测量磁通量(或磁感应强度)引入的误差,尤其避开了变压器磁芯截面的测量和铁心单匝线圈的电感量测量。

[0074] 由于此类电流传感器在正常工作时,原边AT数和副边AT数几乎完全相等,即在变压器磁芯内部未抵消的磁通量很少,因此,在找寻磁芯灵敏度 V/AT 时,测试用AT数也很小。这样就避免了用较大的高精度电流源,降低了整个测试方法的通用门槛。

[0075] 综上所述,上述方法用AT代替了 B 和 Φ 来计算电流传感器的跟踪精度,即利用磁芯内部的磁特性完成电流传感器的跟踪精度测量和计算。本发明的巧妙设计和合理使用,使得电流传感器的跟踪精度测量设备简化;用到的高精度电流源功率极小,实现方便;要测的物理参量分别为原边电流、磁通检测电压,都是常规的易测物理量;可以获得在线的电流传感器的误差,使得利用磁通检测电压给电流传感器提供补偿成为可能;对提高电流传感器的测量精度能起到很好的改善作用;相应地,能提高电能计量的精准度为节能环保贡献力量。

[0076] 要注意的是,以上列举的仅为本发明的具体实施例,显然本发明不限于以上实施例,随之有着许多的类似变化。本领域的技术人员如果从本发明公开的内容直接导出或联想到的所有变形,均应属于本发明的保护范围。

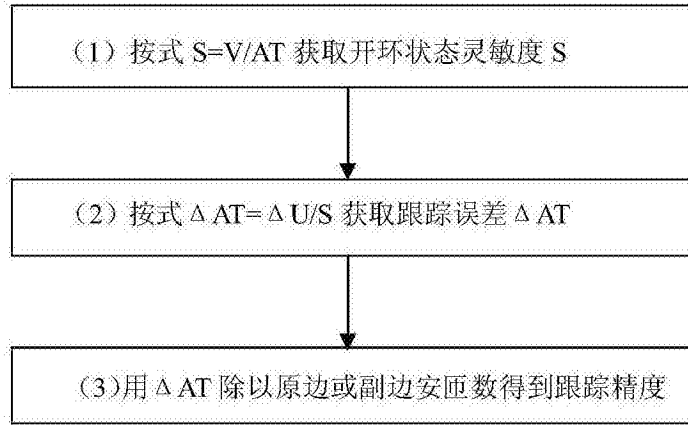


图1

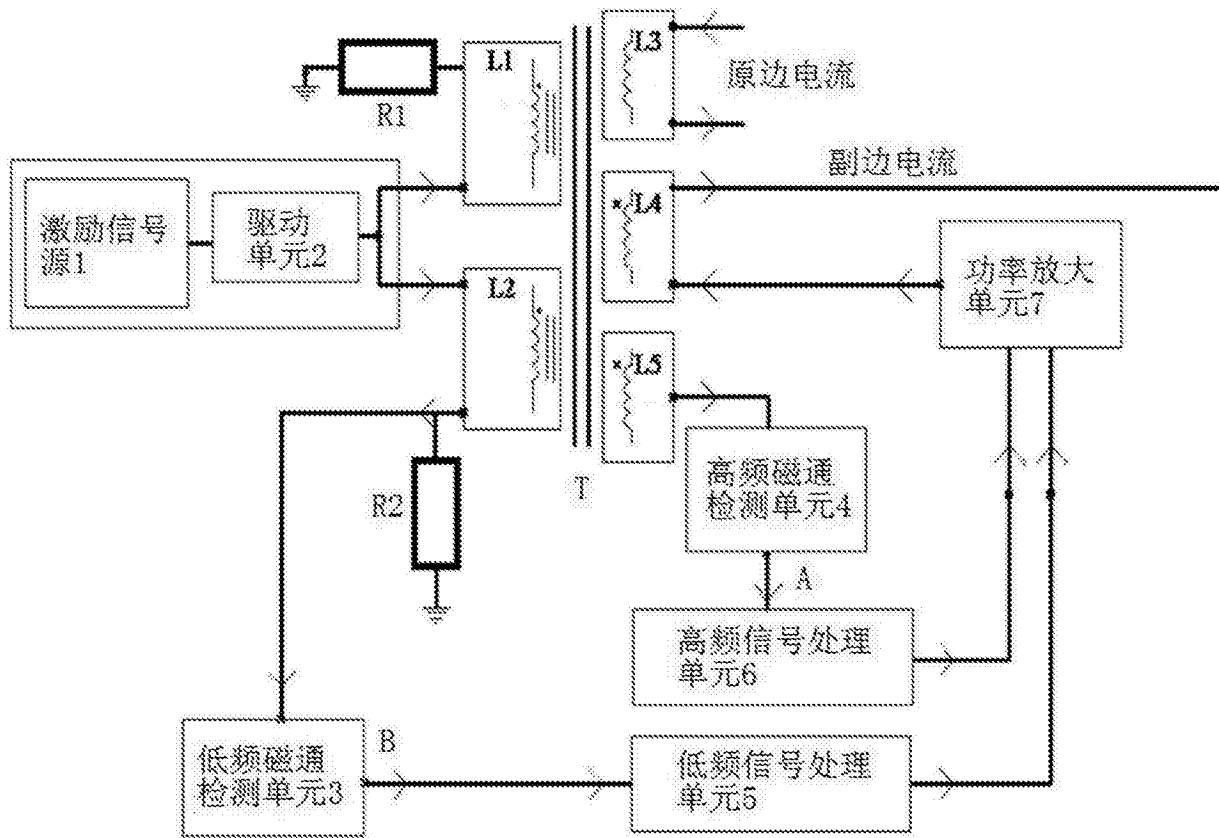


图2