



# (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107505499 B

(45) 授权公告日 2021.07.13

(21) 申请号 201610957228.9

(22) 申请日 2016.10.27

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 107505499 A

(43) 申请公布日 2017.12.22

(30) 优先权数据  
15/182,094 2016.06.14 US

(73) 专利权人 亚德诺半导体集团  
地址 百慕大群岛(英)哈密尔顿

(72) 发明人 J·E·D·赫维茨  
S·A·A·达内斯  
W·M·J·霍兰德 叶绍理  
J·斯图尔特

(74) 专利代理机构 中国贸促会专利商标事务所  
有限公司 11038

代理人 欧阳帆

(51) Int.Cl.  
G01R 19/25 (2006.01)  
G01R 21/133 (2006.01)

审查员 王晓涵

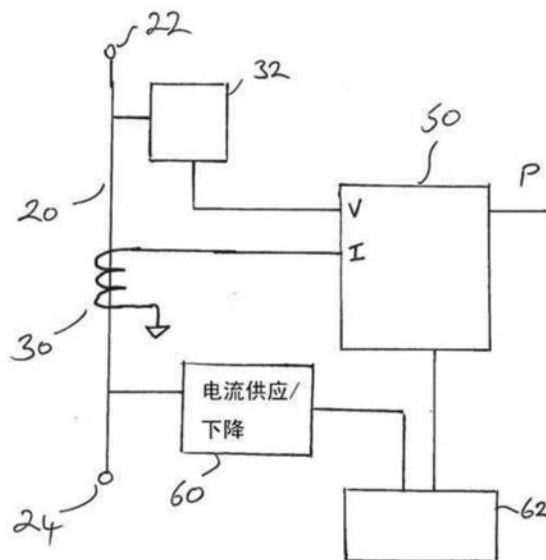
权利要求书2页 说明书10页 附图10页

## (54) 发明名称

用于学习包括电流互感器误差校正的电流互感器和功率测量设备的相误差的方法和设备

## (57) 摘要

本公开涉及用于学习包括电流互感器误差校正的电流互感器和功率测量设备的相误差的方法和设备。电流互感器广泛用于电流测量系统。它们在供应电压和测量装置之间提供良好的隔离。然而，它们可以引入较小的相误差，如果随着负载的供应电压负载的电流脱离相，所述相误差可能变成明显的误差来源。本公开公开了可以原位于监控器和校正相误差的强大的测量设备和方法。



1. 一种基于估计的源自电流互感器的相测量误差改进功率测量的准确度的方法,该方法包括:

提供输入信号至电流互感器的输入,所述输入信号具有源自输入信号发生器电路的第一延迟;

从所述电流互感器接收输出信号,所述输出信号具有源自所述电流互感器的第二延迟;

分析所述输出信号,以通过对分别源自所述输入信号发生器电路和所述电流互感器的第一延迟和第二延迟进行比较和交叉相关,确定相比于所述输入信号的相差;以及

由所确定的相差,估计至少部分地源自所述电流互感器的相测量误差。

2. 如权利要求1所述的方法,其中所述输入信号发生器电路被配置为产生复示信号作为所述输入信号。

3. 如权利要求1所述的方法,其中所述输入信号发生器电路被配置为产生连续信号的阶梯状近似作为所述输入信号。

4. 如权利要求1所述的方法,其中所述输入信号发生器电路被配置为产生正弦波、三角波、具有平滑过渡的方形波和有限带宽噪声源中的至少一种作为所述输入信号。

5. 如权利要求1所述的方法,其中所述输入信号发生器电路被配置为产生方形波状信号作为所述输入信号,并且其中所述第一延迟源自在高值和低值之间过渡的方形波状信号的边缘。

6. 如权利要求2所述的方法,其中所述电流互感器包括电流转化器,并且所述复示信号近似转换速率限制的方形波或充电速率限制的方形波。

7. 如权利要求6所述的方法,其中所述转换速率或充电速率限制的方形波在第一值和第二值之间过渡,并且其中所述第一延迟对应于达到在从所述第一值至所述第二值的过渡之间的中点的时间。

8. 如权利要求7所述的方法,还包括通过下列确定中点:在从所述第一值至所述第二值的过渡开始时开始计数器或计时器并且在所述过渡结束时停止所述计数器或计时器。

9. 如权利要求7所述的方法,还包括增加第二相校正以引起第一值和第二值之间过渡的速率的非线性。

10. 如权利要求9所述的方法,其中所述第二相校正是在所述电流互感器的制造过程中估计或测量,并储存在存储器中。

11. 如权利要求1所述的方法,其中所述互感器是电流转化器,并且在施加校正信号后的相差表示源自所述电流转化器的相移。

12. 一种估计功率消耗的方法,该方法包括:测量第一导体的电势,测量第一导体中的电流流动,使用权利要求1所述的方法施加相校正至电流的测量,以及使电势和电流测量值相乘以估计功率。

13. 如权利要求12所述的方法,其中校正测量的电流包括:相比于取样的电压值,估计和施加待施加的时间偏移至取样的电流值。

14. 如权利要求6所述的方法,其中所述转换速率或充电速率限制的方形波具有基本相同的占空比。

15. 如权利要求1所述的方法,其中使用FFT或戈泽尔算法或相位检测电路来估计所述

相差。

16. 如权利要求1所述的方法,其中所述输入信号具有预定的转换速率或过渡时间,并且通过数字模拟转换器形成所述输入信号,因为输入信号的转换速率或过渡时间是预定的,所以已知引起输入信号的改变的有限速率所要求的校正。

17. 一种在电流测量中估计相移的设备,该设备包括:

电流互感器,用于从输入信号发生器电路接收输入信号,所述输入信号具有源自所述输入信号发生器电路的第一延迟;以及

相或时间偏移比较器,所述相或时间偏移比较器用于:

从所述电流互感器接收输出信号,所述输出信号具有源自所述电流互感器的第二延迟;以及

分析所述输出信号,以通过对分别源自所述输入信号发生器电路和所述电流互感器的第一延迟和第二延迟进行比较和交叉相关,确定相比于所述输入信号的相或时间差,

其中所述相或时间偏移比较器被布置为由所确定的相差,估计相移。

18. 如权利要求17所述的设备,还包括用于测量对应于第一延迟的输入信号中的过渡时间的电路。

19. 如权利要求17所述的设备,其中所述输入信号发生器电路是方形波发生器。

20. 如权利要求19所述的设备,还包括:测量电路,被配置为基于方形波过渡的中点估计第一延迟,并且提供计时信号至所述相或时间偏移比较器作为第一延迟。

21. 如权利要求17所述的设备,其中所述输入信号近似方形波但具有斜坡状过渡,所述输入信号通过数字模拟转换器形成,使得所述斜坡状过渡的持续时间是已知或预定的,并且引起所述斜坡状过渡的持续时间的校正值是已知或预定的。

22. 一种功率测量计,该功率测量计包括如权利要求17所述的设备。

23. 如权利要求22所述的功率测量计,还包括接口,所述接口用于发送数据回到网络操作员,其中所述数据包括功率测量计的性能的估计,和/或有关功率测量计的负载和电压情况的信息。

24. 如权利要求22所述的功率测量计,所述功率测量计还被布置为引起在计算拉出的功率时电流中的谐波信号。

25. 如权利要求22所述的功率测量计,其中所述输入信号发生器产生具有基本频率的复示信号,并且所述输入信号发生器电路的频率是可调节的。

26. 一种在电流测量中估计相测量误差的方法,该方法包括:

提供复示输入信号至电流转化器的输入,其中复示信号具有标称线性的上升边缘和下降边缘,并且其中所述输入信号具有源自输入信号发生器电路的第一延迟;

从电流互感器接收输出信号,所述输出信号具有源自所述电流互感器的第二延迟;

分析输出信号,以通过对分别源自所述输入信号发生器电路和所述电流互感器的第一延迟和第二延迟进行比较和交叉相关,确定相比于输入信号的相差;以及

由所确定的相差,估计相测量误差。

## 用于学习包括电流互感器误差校正的电流互感器和功率测量设备的相误差的方法和设备

### 技术领域

[0001] 本公开涉及评价电流互感器(例如电流转化器)内发生的相移的方法和设备,和包括这种设备的功率测量系统。这种来自传感器的相移可以被认为是相测量误差。本公开的教导还可以用于评价源自信号加工链的延迟和相移。

### 背景技术

[0002] 经常有一个知道提供给电流的“用户”,其中用户可能是一个工厂,工厂或住宅,或一个或多个设备中的一个分配电路的电流之中的期望。它通常也非常希望知道所使用的“用户”能量的实际量,使得供电公司可以为能量的,它们使用的量的用户进行充电。

[0003] 使用正弦波电压供应和拉出正弦波电流的装置所消耗的功率可以通过下式来计算:

$$[0004] \quad P=V*I*\cos\theta$$

[0005] 等式1

[0006] 其中:

[0007] V是电压,

[0008] I是负载电流,以及

[0009]  $\theta$ 是施加至装置的电压波形和装置中流动的电流之间的相角。 $\cos\theta$ 已知为功率系数。

[0010] 本领域技术人员已知,角 $\theta$ 表示施加的电压波形和所得电流之间的相差,因此通过功率基线加入的电感或电容负载。在简单情况下,两者都假定在电源频率进行正弦波秒。在这样的一个简单的系统则是相对容易在相移条款工作。然而在现实中的负载,例如电动机,一个开关模式电源或逆变器可以具有复杂的电流消耗包括在电源频率的负荷范围内和/或一个开关频率的倍数组成。

[0011] 而且,监管机构通常要求消费者相当其能源供应商处理的,因此严格的公差限制在功率(瓦小时)米的精度罚款。因此,重要的是这样的米维持所有预期的操作条件下高水平的准确性。这意味着电压需要电源进行测量时,要被测量的电流需要电源,并且任何相差的电源电压和电源电流测量之间需要被占,以足够的精度,使得功率的估计由消耗负荷精度下降的指定水平内。

[0012] 传感器可能引入误差。例如,电流互感器(例如电流转化器)可能在测量电流的尺寸中引入误差。它也可能引入的相的电压和电流,这两者可以相量图上表示的估计值的相误差。这些误差可能在的功率的估计值由负载所消耗的准确度影响产生不利。类似地过滤器,用于拒绝毛刺例如过滤器,可以引入在电流和电压处理信号路径的延迟。此外,尽管平均延迟虽然对一批产品,如过滤器功率测量计之间可以已知在统计的基础组分与组分制造偏差合理的精度可以意味着任何给定的过滤器的绝对延迟或确实频率响应是不闻名。

[0013] 期望能够评价电流互感器和/或瓦特小时计内电压和电流的测量中涉及的信号处

理链内的其它信号处理组件引起的相误差。

### 发明内容

[0014] 根据该公开的第一方面,提供在待测量的量(称为“被测变量”)的测量中评价相测量误差的方法,例如电流或电压。该方法包括:提供输入信号至执行被测变量的处理链的输入。例如,如果期望测量电流,施加输入信号至电流互感器。输入信号不是正弦波。

[0015] 输入信号可以是复示信号。复示信号优选但不必须具有表面线性跳跃和下降边缘。这使得它相对容易产生。例如,复示信号可以通过便宜方形波发生器或相对低成本和低精度数字模拟转换器来产生。分析来自信号处理路径(例如电流互感器)的信号以确定相测量误差。该分析可以包括校正输入和输出信号以确定相误差的传播延迟和形成。

[0016] 该方法还包括施加校正至评价相测量误差,以引起输入信号的边缘或输入信号中的非线性的改变的有限速率。

[0017] 相测量误差可以通过功率测量计使用以改善功率评价的精度。

[0018] 高度期望测量的相的方法误差的相对简单,并在需要的计算或方面不造成负担测量装置需要使得实现该方法的设备可以包括设备内,诸如瓦特计,而不会产生过大的成本负担,优选地误差的测量被重复,使得该装置是响应于变化的相测量误差由引入的电流转化器,例如由于温度变化的影响的电流转化器或绕组的电阻的结果芯的磁特性,例如,被测量在渗透性的变化(这是一个复杂的变量)与频率和由电流产生的磁场的大小的核心和/或从杂散磁场。误差的测量可以根据测量的时间表被重复或连续地进行。

[0019] 一种显著潜在成本负担是生成输入信号所需要的设备。信号发生器能够产生高质量正弦波信号往往是相当昂贵的设备。对于工作在一个成本竞争的环境中使用这种昂贵的信号的量产产品发生器有效地禁止经济的理由。因此,希望找到使用更便宜的信号发生器而不牺牲测量性能的一种方式。

[0020] 依照本公开的教导,不需要高质量正弦波输入信号。输入信号可以用数字电子来产生或有类似形式的数字。在最简单的形式的输入信号第二水平可预测的模式第一和之间可转换。这样的信号可以是一个方形波或至少方形波等。该信号不需要有50-50标记的空间比例。方形波发生器远比其它形式的信号发生器来实现更不昂贵。然而,即使是一个方形波发生器有哪些影响到其实施成本实际考虑。一个理想的方形波高电压或高电流状态,以及低电压或低电流状态,或者第一和之间更普遍的第二状态之间的转换瞬间。

[0021] 然而现实世界驱动电路呈现的电压变化或电流变化的有限速率,或者是因为它们是带宽受限的,或者因为它们转换速率限制的操作。方形波发生器也可以由过冲或下冲遭受并且可以具有不对称的输出波形。本发明人认识到,用于确定相测量的方法误差需要考虑转换速率或带宽有限转变或其它非理想假象的驱动信号。一旦确定了误差,则可以采取措施纠正它或以其它方式减轻其影响。

[0022] 这一认识允许的方形波状信号不理想的版本被容忍或甚至为了便于描述和实施特意采用。对于其中转换由指数函数定义示例的信号可被选择。充电或经由电阻器放电的电容器时,并且廉价地实现,并且由于所用的组分的简单性有一个可靠的波形这样的功能被发现。

[0023] 输入波形可以由数字模拟转换器,DAC产生。这使得象任何所需形状的波形的近似

值离散/步骤来制备。这样的波形可以近似正弦波,三角波,方形波或无规则形状。形状可以被修改,以减轻驱动放大器的负担或修改驱动信号的频谱,以减少干扰的风险。可替代地将DAC可以通过随机或伪随机输入序列,使得驱动信号看起来像噪声来驱动。然而自相关技术可被用于识别输入信号和估计的时间延迟也就是经过,因为它传播虽然信号处理链。该输入信号可以进行在模拟或数字域中滤波如果延迟作为频率的函数是要分析和表征。

[0024] 在该技术的延伸较少定义源可用于产生输入信号或上载流的天然存在的信号导体可以代替信号的发生器被使用,并且可以通过模拟-数字转换器,数字化该可绕过抗混叠滤波器,以便获得噪声信号和关联起来输出信号与输入信号来估计传播延迟和/或相误差由一个传感器或一个信号处理路径引入。可替代地,如果毛刺滤波器是共同的所有信号路径(因为它们是在一个集成电路内的同一硅芯片形成,并且还有例如匹配),然后由滤波器引入的绝对延迟不需要被称为它抵消功率计算,其中壳体的ADC可具有一个滤波信号工作。

[0025] 本公开不限于使用两种水平数字信号。其它非-正弦波信号可以使用。真正升起和降落边缘。

[0026] 根据本公开的第二方面,提供执行第一方面的方法的设备。该设备包括信号发生器,用于产生输入信号,例如具有基本频率的复示输入信号。输入信号用于调制被测变量,例如电流,通过传感器例如电流转化器测量,其中复示信号不是正弦波,或至少不是高质量正弦波。该设备还包括信号处理电路,用于从传感器接收输出信号,并且分析输出信号以确定相对于输入信号的相差,其中该设备还包括电路,用于施加相校正以补偿误差,例如输入信号中的转换速率限制或充电/放电。

[0027] 该设备可以包括在功率测量计内,用于评价来自或转移至电力分布系统的消耗的能量。

[0028] 该装置和方法也可以制造一个传感器或瓦特小时计来表征传感器或校准电表的过程中使用。在米制的情况下,校准值可以被存储在存储器中的表内。电表还可以包括通信设备(其可以是有线或无线的)来发送数据,例如,已消耗的功率和相测量误差的估计到对方,例如电源供应商。这使得能够执行的计的健康检查,作为漂移或降解可以被监视。它也可以提供有关尝试与电流测量电路篡改的信息。

## 附图说明

[0029] 本公开的实施方案现在将通过非限定性例子参照附图来描述,其中:

[0030] 图1示意性示出电力瓦特小时计的数据获取通道;

[0031] 图2示意性示出电流转化器;

[0032] 图3示出表示图2中示出的装置的电路图;

[0033] 图4是图,表示功率测量中的误差百分率,用于各种功率系数的评价电流至电压相移 $\theta$ 中的1度和2度;

[0034] 图5是图2的电流转化器的等效电路;

[0035] 图6是简化等效电路;

[0036] 图7示意性示出本公开的第一实施方案;

[0037] 图8示意性示出本公开的第二实施方案;

[0038] 图9示意性示出本公开的实施方案内使用的驱动信号的波形;

- [0039] 图10示出电路的一个实施方案,用于确定高和低电流之间过渡的方形波的时间;
- [0040] 图11a至11c示出图10的电路内的波形;
- [0041] 图12是电流调制器的电路图,其可以用于该公开的实施方案;
- [0042] 图13是依照本公开的教导的瓦特小时计的电路图;
- [0043] 图14是评价相测量误差的方法的流程图;
- [0044] 图15是校正相测量误差的方法的流程图;
- [0045] 图16a至16d显示理想方形波形可以变得畸变;
- [0046] 图17是测量系统的示意图,以指示如果建立延迟;以及
- [0047] 图18是该公开的另外实施方案的示意图。

### 具体实施方式

[0048] 通常期望以测量电参数,诸如供给至负载的负载和/或直流电压。为了提供汲取的功率的更准确的评估,是根据实际的电压和电流,而不是假定的标称电压和一个正弦波负载电流,它正成为已知的是使用数字计。

[0049] 图1示意性显示数字功率测量计的数据获取通道中的主要组件。从电源功率诸如主电源被提供给负载。负载可以是一个单相负载或多相负载。对于该或各阶段中,负载电压由一个合适的电压传感器2和线电流测定对于该或各阶段用合适的电流传感器3测量的。

[0050] 从电压传感器2(或在多相系统中的传感器)的输出可以通过一个过滤器4被传递到信号带宽限制到一个适当的范围内,例如以避免混叠,然后至一个模数转换器5模数转换器(ADC)可以与一个可编程增益放大器相关联。同样从这个或每个电流传感器3的输出可以通过一个合适的过滤器6和数字化的由可以与可编程增益放大器相关联的ADC 7传递。

[0051] 电压传感器通常是一个分压器所以分压器的反应应该是快速的,即它不引入处理延迟或相误差。抗混叠滤波器将引入的相位延迟,并且尽管这应该是很好确定的,在制造过程中的公差意味着其延迟是不太可能精确地称为它的截止频率将仅大概已知的。该ADC也将引入一个延迟,但因为这是一个数字分量它的性能是由系统时钟确定。

[0052] 对于当前的测量信道以上类似的评论的那些适用于过滤器6和ADC7。然而,电流测量传感器可以引入根据所使用的电流测量技术的另一相误差/延迟。分流电阻引入无相位延迟,但具有不必被放置到供应通道的缺点。

[0053] 为了设定本发明的上下文,有用的是考虑一个电流转化器的操作。图2示意性示出一个电流转化器的组件。在本质上,导体10载的交变电流被测量作为初级绕组的电流转化器。次级绕组12被磁耦合到初级绕组10次级绕组12可围绕初级缠绕线圈10,或者可以围绕芯14,该磁耦合被卷绕到初级绕组10由于其本身的性质,电流转化器提供导体10和次级绕组12。它们也显示出在导体10极小影响,并且如果芯14可以分割,则电流转化器可以围绕主导体10而不破坏它插入之间良好隔离。

[0054] 初级和次级之间的有效匝数比通常是由通过初级电流流过电流输出由辅助比率指定。具有1000比1将输出1的放大器用于流经初级每1000安培的变压器从二次。变压器可能被窃听,以允许测量电路的变压器到一个较大的电流范围内运行以下。在图2所示的物理设备可以通过图3的电路图来表示。

[0055] 如上所述,消费者需要精确充电功率的他们所使用的量。滥是不能接受的监管当

局和充电不足代表收入的一个潜在的大损失。一个显著的问题是,即使是很小的相误差的影响可能会导致大的误差在所消耗的功率的量的测量。

[0056] 如上所述,消耗的功率不仅是电压和电流的函数,也是电压和电流之间的相 $\theta$ 的函数。

[0057] 已知,由于电流转化器内的电容和电阻,电流转化器本身引入相误差。因此测量的功率可以表示为 $P_{\text{测量}}$ 其中:

$$P_{\text{测量}} = V * (I * K_i) * \cos(\theta + \alpha) \quad \text{等式2}$$

[0059] 而实际功率是

$$P_{\text{实际}} = V * (I * K_i) * \cos\theta \quad \text{等式3}$$

[0061] 其中 $K_i$ 表示电流转化器的换算系数,和 $\alpha$ 表示电流转化器引入的相误差。

[0062] 如果我们仅仅注意相误差引起的误差,误差可以由下面表示

$$\text{误差} = (P_{\text{实际}} - P_{\text{测量}}) / P_{\text{实际}} = 1 - (\cos(\theta + \alpha) / \cos\theta) \quad \text{等式4}$$

[0064] 结果,当功率因数高(接近于)相对测量的影响误差是适度的或无关紧要。然而,由于功率因数后减小的相误差显著增加的影响。

[0065] 示出了功率测量误差功率因数的所述一个程度相误差和两度的函数相的曲线误差示于图4。可以看出,对于功率因数1(电压和电流同相),那么在相位测量2度误差是没有问题的。然而,如果负载具有0.6( $\theta = 53$ 度)的功率因数,然后在相位测量2度误差表现为在功率测量5%的误差。因此,希望准确地表征的电流转化器的相误差,而事实上也与电流转化器相关联的信号处理链。

[0066] 电流转化器的问题是,有反应可能是相当复杂的。图5是一个电流转化器的等效电路示意图。初级绕组电阻被指定为 $R_p$ ,初级绕组电感的 $L_p$ ,次级绕组电阻为 $R_s$ ,次级绕组的电感是 $L_s$ 和负载电阻是 $Z_b$ 中。 $Z_m$ 是变压器(例如变压器可具有磁芯)的磁化阻抗。我们通常可以忽略 $R_p$ 和 $L_p$ 和表达为次级绕组,则该电路可以在图6被表示为显示在等效量的形式在变压器的初级侧出现的变量。 $\bar{I}' = \bar{I}_p / \alpha$  其中 $\alpha$ 是变压比; $Z'_m = Z_m / \alpha^2$ 和

$\bar{I}'_m = \bar{I}_m / \alpha$ 。 $\bar{I}'$ 和 $I_b$ 之间的角度是通过电流转化器引入的相误差,我们可以注意到,

$$\bar{I}' = \bar{I}'_m + \bar{I}_b; \bar{E}'_2 = \bar{I}'_m Z'_m; \text{和} \bar{E}'_2 = \bar{I}_b (R_s + j\omega L_s) + \bar{I}_b (r_b + j\omega x_b) \quad \text{其中} \omega \text{是角频率,}$$

弧度/秒。这可以用来给洞察的事实,即相误差与负载电阻的大小的变化。然而,它也告诉我们,阻抗的实部和虚部的相对大小也随着频率变化。虽然电源频率是在一个已知的频率,例如50赫兹,60赫兹通常稳定,400赫兹的(负载),负载,如逆变器可以是高次谐波应加以考虑,如果提供的功率的准确评估是源来实现。充磁阻抗可以用频率和更改这两个负载电流。

[0067] 有利的是能够测试电流转化器的响应。这可以通过经由电流转化器提供了非常纯的正弦波信号作为扰动电流,然后执行该信号的频率萃取(通常通过使用傅立叶分析)完成。这需要成本和精力到信号源,并执行FFT分析计算成本上花费。这将是有益的使用较便宜的信号源,例如转换速率限制的方形波发生器。这些是简单的,以产生,例如通过使用在一个环上的数字反相器,或通过响应触发逻辑门到计数器/定时器或从执行数字地受控方形波振荡器作为其任务之一的数据处理器的信号。该信号不必具有一个50-50标记空间率,这可以进一步简化该产生它的电路。同样地,在电压或电流的转换速率增加(拉)方向不必匹配在一个电压的转换速率或电流减小(下拉)方向。其它性能限制将在后面讨论。



[0068] 图7示意性示出依照本公开的第一实施方案的电流测量设备。导体20使电流流过一个第一节点22和第二节点24。第一节点22可以连接到一个交流电源之间发生,并且点24可被连接到一个负载第二节。然而,在一些情况下,负载24可以既消耗能量并且还可以提供能量。因此,节点24可能代表家庭住宅一般消耗能量,而且还会有太阳能光伏板,使得住宅可以供应能量回馈给由节点22为代表的供电网络,当光伏板运作,以产生更多的能量比住宅需要。电流通过的导体20可以通过一个电流转化器30。电流测量的图7也可以是结合有电压测量电路32,使得实际功率被从节点22传递到节点24可以测量被测量,例如用于计费目的,由测量电路50引起。

[0069] 用于电测量,以便进行计费瓦特小时米通常指定要精确到0.5%或1%的范围内。因此可以看到,即使适度相误差,小于1度,甚至对于约0.9的功率因数是不可接受的。国内住宅可能不得不由使用荧光灯,洗衣机,感应加热炉等的统一不同功率因数。工业建筑更容易有大的电感负载但同样更容易,以减轻他们的能源账单已经安装了功率因素校正装置。

[0070] 然而,可以看到,为了遵守的瓦特小时米所需的准确度标准,这是非常希望在当前测量变压器30来补偿为任何相误差在所示的结构中图7中的电流调制电路60被提供以便调制以已知方式从节点22引出的电流。电流调制电路60可直接连接到导体20,并且可以绘制已知电流水平和第二已知的电流电平的第一之间周期性地切换,人们水平的可以是零电流。此开关信息被提供给测量电路50,它响应的电流互感器30和可以比较的倍的输出在该由电流转化器30为了取得的调制电流40改变该改变的观测估计的变化的电流转化器30的定时的相误差的调制电流可以由控制器62,其也可以提供定时数据到测量电路50为了简化相的电路估计来控制测量误差可以被限制为在主电源的电压的半周期中的一个被执行。

[0071] 图8示出了在图7中所示的替代配置,其中电流调制电路60不直接连接到导体20,而是通过另外的导体64穿过相邻的电流转化器30向代替驱动调制电流导体20。这种布置确保了导体20和调制电流驱动电路60之间的电隔离,否则该电路的操作类似于相对于所述图7的电路。

[0072] 为了便于实现低成本,可靠的驱动电路60的调制电流驱动电路60提供了一个方波电流。方波电流示意性地示出图9方波电流可以,例如,通过在有选择地关断的电流源来实现,或通过将一电流源结合有电流导引电路,如将在后面描述。然而,无论什么方法是采取的寄生电容,并与驱动电路60有关的电感性部件和导体20或导体64将使得电流不会瞬时一个第一值70和第二值72相反之间转换当之间的调制电流驱动电路交换机的第一值70和第二值72,则虽然开关操作可能导致的电流变化被在时间T1开始,电流由于是转换速率限制的不会达到。在第二值72直到时间T2时间差T2-T1对从变压器的相测量误差随后估计的材料的效果。类似地,当从第二值72到第一值70中的方波转换,虽然过渡可能在时间T3开始,它没有完成直到时间T4。此外,如果驱动电路70包括有源电路,例如放大器,有源电路/放大器可具有效果的实质性方法电路响应一个有限增益带宽或转换速率限制。因此驱动电路70的响应可以变化作为温度的函数,或者可以在其生命周期变化或者甚至可以制造变化而变化。因此,驱动信号的实际形式可以不准确地已知的。

[0073] 本发明人意识到,估计在导体20施加额定方波驱动信号的电流或在测量导体62需要流动而造成的任何相位测量以考虑到过渡的第一值70和之间的方波的时间第二值72和

需要参照进行到适当的值,如过渡,即 $1/2(T1+T2)$ 和半 $(T3+T4)$ 的中点,而不是标称开始相变的任何估计时间 $T1$ 及 $T3$ 。此外,应用这种校正装置,该方形波发生器的所需要的性能是不那么关键的,体积更小,可使用较少的功率的设备。

[0074] 过渡期的持续时间,例如,从 $T1$ 到 $T2$ ,可以通过启动在 $T1$ 的计数器,并且当它确定该第二电流值 $I2$ 已经在时刻 $T2$ 达到停止计数器估计。在计数器保持的计数的值可以被转换成时间偏移和供给作为校正转换信号给测量电路50。

[0075] 转换速率限制的校正可以利用评价电路80中所示图10来执行。评价电路80可以,例如,包括插入在电流路径和从相对低的值的电阻90中的电流调制器电路60,以便测量的调制电流。在电阻90上产生的电压可以是直流阻塞和由放大器92放大具有适中的高通滤波器响应,然后通过进一步的高通滤波器94的滤波器94的输出滤波的选择方波的边缘。电压然后通过上升检测器和分别下降沿检测器96和98,以启动和停止计数计时器,以便准确地测量为方波的时间的第一和第二电流值,因此,对之间转换来检测准确地估计方波转变的中点,并提供该信息给测量电路50,使得它可以正确地解释从节点22提供的电压和电流之间的相角,以正确地识别量节点24能量的使用由连接到节点24的设备。

[0076] 在图10的电路中的信号示于更详细地显示在图11a至11c中。图11a示出在电阻90开发作为来自电流调制器改变电流从一个相对高的值以低的一个电压。电阻两端的电压可以是高通滤波以消除由放大器92放大以获得脉冲状形状如图11b中的DC分量。这随后被传递虽然高通滤波器94,以确定如图能由边缘检测器96和98检测到的启动和停止的时钟图11c中的边缘100和102。尽管此功能是在模拟域中所描述的,相同的结果可通过数字化电阻两端的电压和分析取样以查找当前过渡的边缘数字来实现。

[0077] 电流流动可以是双向的极性(即正极和负极),或者它可能只是单极。单极更容易实现,因为这可以通过如所示的电流反射镜来完成图12电流反射镜120被公知的本领域技术人员,并在晶体管122中流动的电流在通过晶体管124,受复制一个换算系数来调制在导体20或64。在晶体管122的电流可以通过采取计数器的电压输出和通过使其通过电阻132,计数器将其转换为一个电流可形成非常便利一个除以2柜台,因为这起到清洁的输入时钟为具有偶数占空比一个方形波。替代地,电流反射镜可以由一个数字模拟转换器的控制器62的控制下被驱动。

[0078] 具有形成的扰动电流,并确定每个过渡的中点,这些点中间可以比较对应的电流转化器测得的电流的变化,以确定有多少相误差的电流转化器引入。

[0079] 图13示出了具有一个第一供电导体152其中第一供应节点 $S1$ 和第一负载节点 $L1$ 之间延伸相关联的功率测量计150的另一个实施例。第二供应导体152第二电源节点 $S2$ 和第二负载节点 $L2$ 之间延伸。所述第二导体可以是一个活导体是单相电源,但是这里的教导可扩展到,例如3相电源。

[0080] 电流转化器160具有线圈耦合与第二供应导体164并且还由一个相误差测量电路170在输出端的电流所产生的激励电流的电流转化器是由一个负载电阻172转换成电压和在电阻122上的电压是由所述模数转换器174的模数转换器174的输出数字化是样品的蒸汽 $I_s$ 其中 $S$ 是一个索引和 $S$ 而变化作为时间的函数。

[0081] 由一个电阻器182和184形成的分压器的导体152中和154之间延伸,以便测量所述导体-秒之间的电压。通常电阻184比电阻182小。在电阻184的电压由一个模数转换器184数

字化。将假定在分压器的传递函数是已知的数字化小得多,但W02014/072733的教导可用于确定传递函数和通过引用并入本文。同样的,可以假定电流转化器的传递特性来是已知的,但如果需要将其然后确定读者可参考W02013/038176的教导,其教导通过引用并入本文。

[0082] 模数转换器184的输出是一系列样品 $V_s$ 的假定当前样本和电压样本涉及基本上相同的时刻在时间(即再之间的时间分离是零或比电源波形的周期非常小),然后绘制负载的功率可表示为:

$$[0083] \quad P = \frac{1}{N} \sum_{S=1}^N I_s V_s \quad \text{等式 5}$$

[0084] 处理器190接收样本 $I_s$ 和 $V_s$ 和可以处理它们,除其他事项外,计算被抽取的功率,并保持所消耗的能量总和。该处理器还可以检查一系列样品以提供其他服务,例如寻找干扰,过量的负载,篡改等可能会感兴趣的能源供应商的证据。所述处理器可以输出其计算由一个显示器,和/或通过无线或有线数据连接194和196的方式的形式的用户接口192为示例的方式的结果。

[0085] 可以看到,考虑正弦波时,一个相测量误差相当于在时移的正弦波。因此,在为纯正弦波的采样值的数字域是是它应该是一个移位版本,并且如果相测量误差是已知的样本值可以通过对应于该时间的量被移动相测量误差,然后在功率的计算载于等式5中使用。其中电流信号是在不同的频率则设计者的正弦波的叠加或者具有选择,要么只使用一个单一的时间移位,以补偿为最显著组件或检查相误差作为频率的函数,然后提取一个或多个显著频率分量的个人贡献,时间移位他们回到正确的位置,然后计算出功率消耗。如果需要的相位角数据,相位角可通过确定一个相位检测电路,或通过使用FFT或戈泽尔算法事实上,从参照的图1广义情况,可以看出,这两个电流测量信号和所述电压测量信号可经受相移秒。本公开的教导可用于对相测量误差的校正和位移适用于电压和电流测量,使得它们可被带入正确的时间对准两者。

[0086] 相误差在特定频率可通过根据载上文的教导在该特定频率从所述相误差测量电路170的测量信号进行检测。图14示出了用于表征相误差在多个频率的流程图。该过程开始于步骤200控制交给步骤210,其中的计数器/寄存器被初始化为一个值N来设置第一频率F(N),进行调查。从这里控制被传递到步骤例如220,其中电流调制电路被设置成供给调制电流以频率F(N),这种调制的结果可以在输出序列从模数转换器174控制传递被捕获到步骤230,其中一个测试以查看是否误差需要相测量在其它频率来确定。如果是,则控制被传递到步骤240,其中N的值被改变为表示另一频率和控制返回到步骤220,使得相测量误差在另一频率被确定。如果步骤230确定的相误差另一测量不要求将控制传递到步骤250,等待直至相测量误差另一个更新将控制返回到步骤210之前调度。

[0087] 相位测量误差的估计可以用于校正立即或储存供日后使用相位测量。图15是示出如何可以使用相测量误差流程图。步骤280获得一个相测量误差在步骤280,例如,从存储在存储器中,作为执行在图13所示的流程图的的结果的值,并在使用该计算用于移动一个时间修正步骤290,信号 $I_s$ 来自 $S = TR$ ,其中T是来自任意系统时间的的时间,其中 $S = 0$ 和R是取样率, $I_s' = I_s + (\phi R / (360F))$ 其中 $I_s'$ 是样品 $I_s$ 的校正样品数量, $\phi$ 是相测量误差(度),R是取样率和F是施加的校正的信号或信号组件的频率。步骤300施加校正。从步骤300,相测量误差校正可以任选地在其他频率实施,通过在步骤310设定新的频率,然后回到加工顺序至步

骤280。

[0088] 因此可以假设,转换速率限制的过渡是线性的,但这不需是现实。多种畸变可以影响理想方形波的形状,例子示于图16a。

[0089] 第一已经被认为是失真的形式是转换速率限制,其中,提供了理想的瞬时上升和下降的转换器320和图16a的322传递较慢过渡。图16b中示出了限于方形波摆率,其中上升沿被波形330,332和334表现出快,中和,缓慢转换速率表示表示的示例形状。同样的下降沿被相对快的过渡340,中速过渡342和相对慢的过渡344来表示。

[0090] 没有原因假设,转换速率为过渡上升和下降将是相同的。因此,方形波像输入波形可以具有不对称转换速率限制的形式所示图16c中。

[0091] 转换速率限制是不扭曲的唯一形式,它可能会影响到输入波形。上的晶体管可以与寄生电容相结合的抗引起的上升和下降是对他们的目标值渐近线边缘如在图16d中所示的过渡350,在通过电阻充电或放电的电容器的样式。在图16d中还示出交互类似地寄生电感可以与寄生电容引入过冲。

[0092] 本文公开的技术可以被用来估计为方形波校正有效上升沿和下降沿时间,用被设置为的定时,例如,电压过渡阈值的50%。然而,其它值也可以被选择。

[0093] 涉及图1所述,组件例如抗混叠滤波器、ADC和可编程门广大器可以引入延迟。该观察可以进一步概括示于图17。

[0094] 在图17中的上升沿转变由数字指示在时间400指示和一个下降沿被指示在时间402,这些指令被提供给信号发生器404。信号发生器可以是一个简单的逻辑电路,如D型触发器,其连接到其数据输入端Q输出,或者它可以是更复杂的,例如数模转换器。然而,信号发生器可以假定引入一些延迟和具有有限的过渡速度,使得有效的过渡应放置在新时间410a和412a。从信号发生器的输出通过一个驱动器420,这就进一步增加延迟和/或转换速率和带宽的限制,使得有效的过渡,现在应该放置在次410b和412b。该电流传感器3增加了进一步拖延,从而有效地转变为衡量现在有时410c和412c。由时间信号已经通过过滤器6的有效转变已经移动到次410d和412d。到时候在ADC 7数字化已经完成有效的过渡已成为延迟时间410e和器412e。

[0095] 每个附加延迟的相对量是故意不按比例绘制。它应该被简单地再注意到在用于测量的目的而可以是受延迟的总和的电流信号通路和电压信号路径中的每个输入信号,以及校正可能需要施加的电压和电流测量信道。

[0096] 如上所述,信号发生器可以是DAC,因此输入信号可以给出任何期望的形状,并且自的形状的输入信号是已知的相同的形状可在ADC 7的输出被看作用于获得传播延迟的估计。因此,DAC可以驱动生成波形的经典,如方形波,步骤的三角波近似明智,步骤的正弦波等明智的接近。

[0097] 在另一种方法将DAC还可以产生这将看起来像噪声,但其仍可以从ADC 7的输出,从而允许要估算的延迟恢复随机或伪随机测试序列。自相关技术可以用于实现这个,因为它们是在计算上健壮和相当容易执行。这将描绘的时间延迟,虽然该系统,然后可以被转换成一个相位延迟一个给定的频率。

[0098] 图17的布置,其中信号发生器404是DAC,还允许可以使用DAC来产生已知的近似转换速率限制的方形波。现在然而,上升沿和下降沿的转变速率可以由数字电路驱动的DAC来

确定这些速率可以被选择为舒适的带宽内并转换与之前在此所讨论的缓冲器/驱动器420查阅时间校正的速率能力相对于图9可以通过提供给DAC控制字序列所定义被提供为基于有效转换时间预设数量,例如从T1到T2。类似的确定性,而不是基于测量的方法可以用于在由DAC输出在电压转变的速度方面的信号的特性进行选择,使得它们不接近下游驱动器电路的保真度的所谓的限制其他信号轮廓在引进输入信号到测量设备。

[0099] 然而,这种观察可以进一步延伸在图18。

[0100] 这里一个信号可以从我们不以确定的方式控制一个信号源产生。该信号可以从低质量(包括一个非常低质量)的振荡器和驱动器,一个过滤噪声源或随机数发生器驱动的DAC。然而,参考/输入电流的副本是由一个模数转换器450,它可以是一个单独的设备或可以通过在一时间多路复用方式操作的ADC 7提供,并用来表征响应数字化的输入信号数字化的电流互感器,并从电流输出的互感器然后可比较,并且交叉相关找到的延迟。在一时间多路复用方式使用ADC 7获得的输入信号可以是有利的副本,并通过过滤器6和PGA引入的延迟/ADC 7可以制成通用的信号链,从而有效地减轻这些延迟的效果。

[0101] 在与所描述的图7和8的控制器的实施例60提供的定时信号给功率测量计50。但是该功率测量计50还可以连接到一个可选的第二电流吸收,以提供一个信号值Iref所示图12,与当晶体管124开关,从而提供一个过渡的开始直接测量准确地跟踪。

[0102] 该电路可以在单相被用作显示在图或分相系统,如那些在美国或日本,或3相系统大型安装为常见。在3相系统3电流转化器将被使用的,一个用于每个相位和一个中性点可连接到回流管线,以占相不平衡。

[0103] 该电路可在交流信号的测量都需要,并且可以在家庭,工业,航空和医学领域中使用的许多应用中使用(这不是限制性的列表)。本文中所描述的装置和方法可用于“原位”,但也可以由部件制造商和安装用于执行测试制造和/或安装传感器和米的过程中可以校准。仪表可以包括通信能力(因为这是越来越普遍),使其能够在功率报告消耗。这种能力可以被用来报告相误差以及网络监控的目的,以确定未补偿的负载或监控仪表的性能,以使性能故障或降解被识别并安排进行整改和/或补偿或校正被应用到客户的帐单,以避免由监管机构未决修理或更换仪表的过度充电,因此介入和/或电流互感器单独或组合使用。

[0104] 本文中所呈现的权利要求是在单独的依赖格式适于在美国专利商标局提交的,但它是可以理解,任何权利要求可以(并有望)依赖于相同类型的任何一项权利要求,除非这显然是技术上不可行。

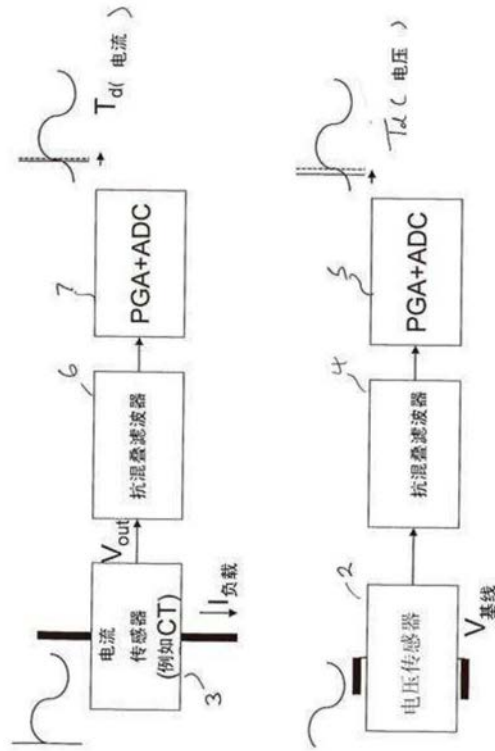


图1

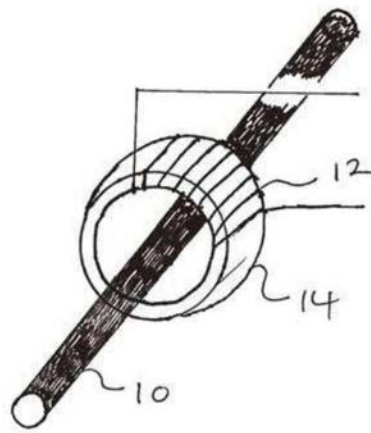


图2

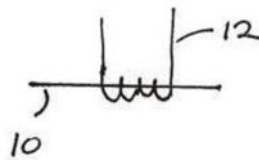


图3

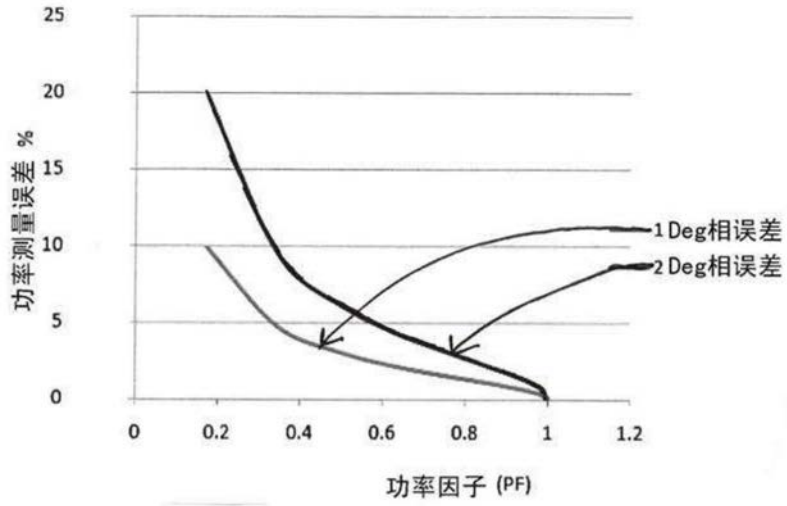


图4

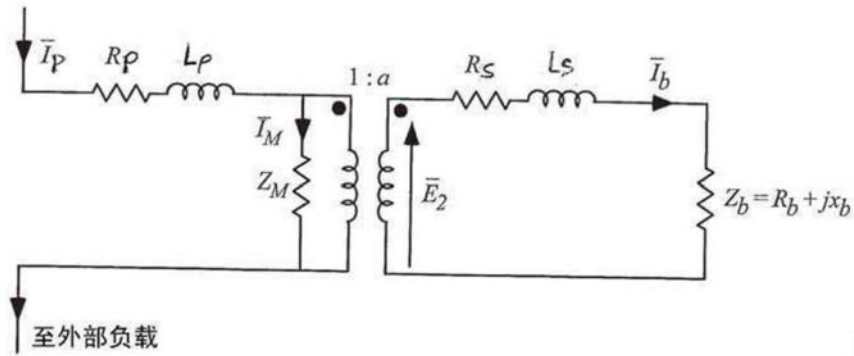


图5

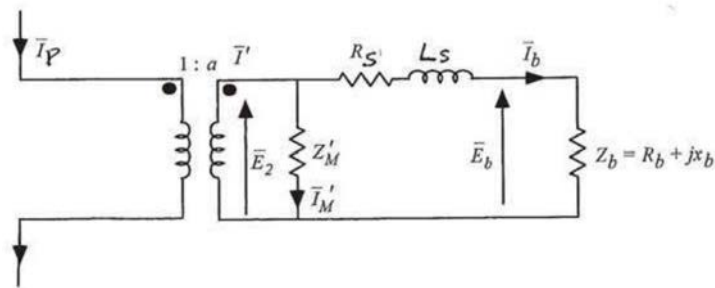


图6

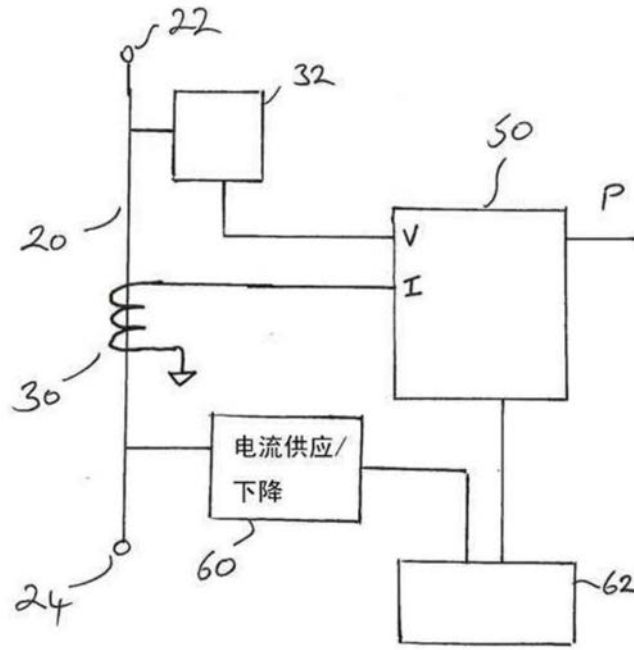


图7

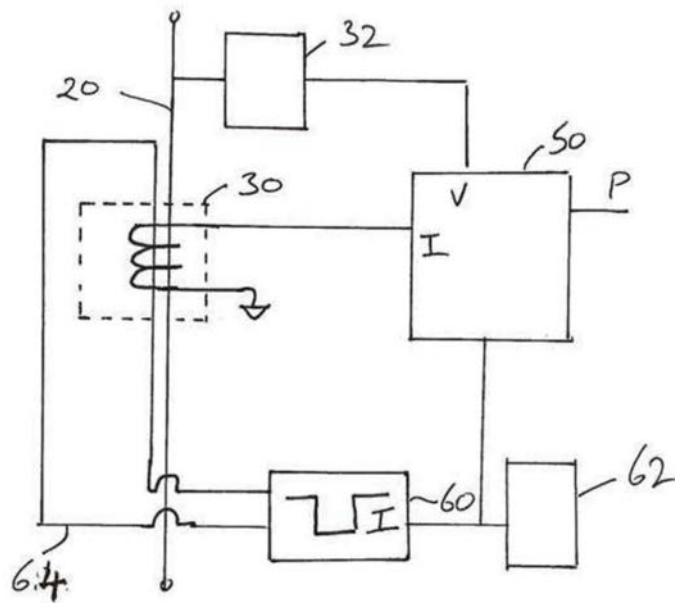


图8



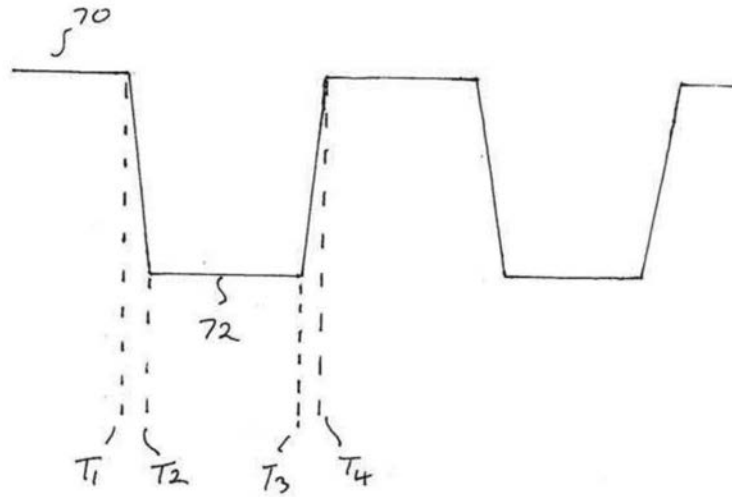


图9

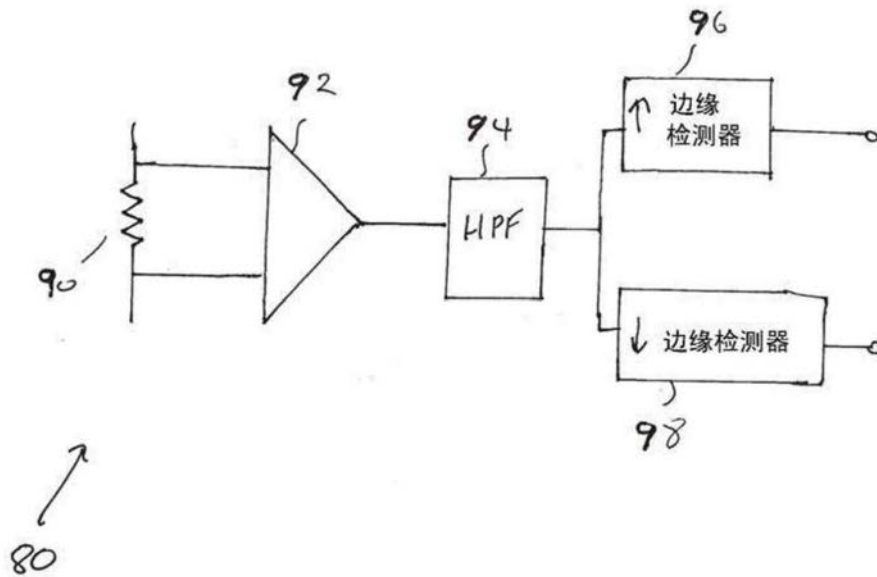


图10

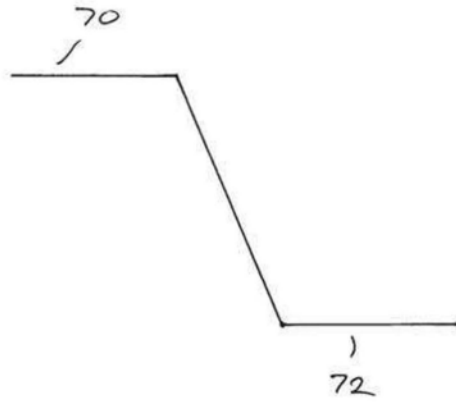


图11a

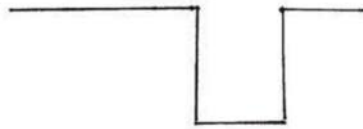


图11b

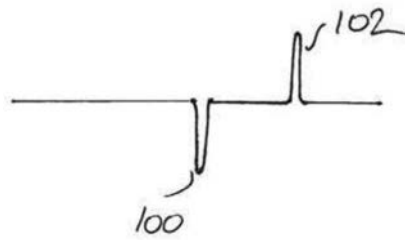


图11c

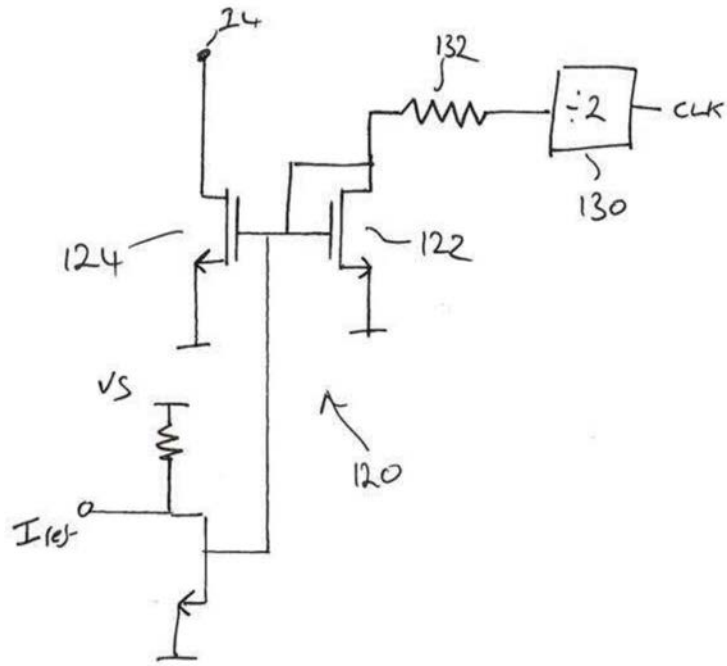


图12

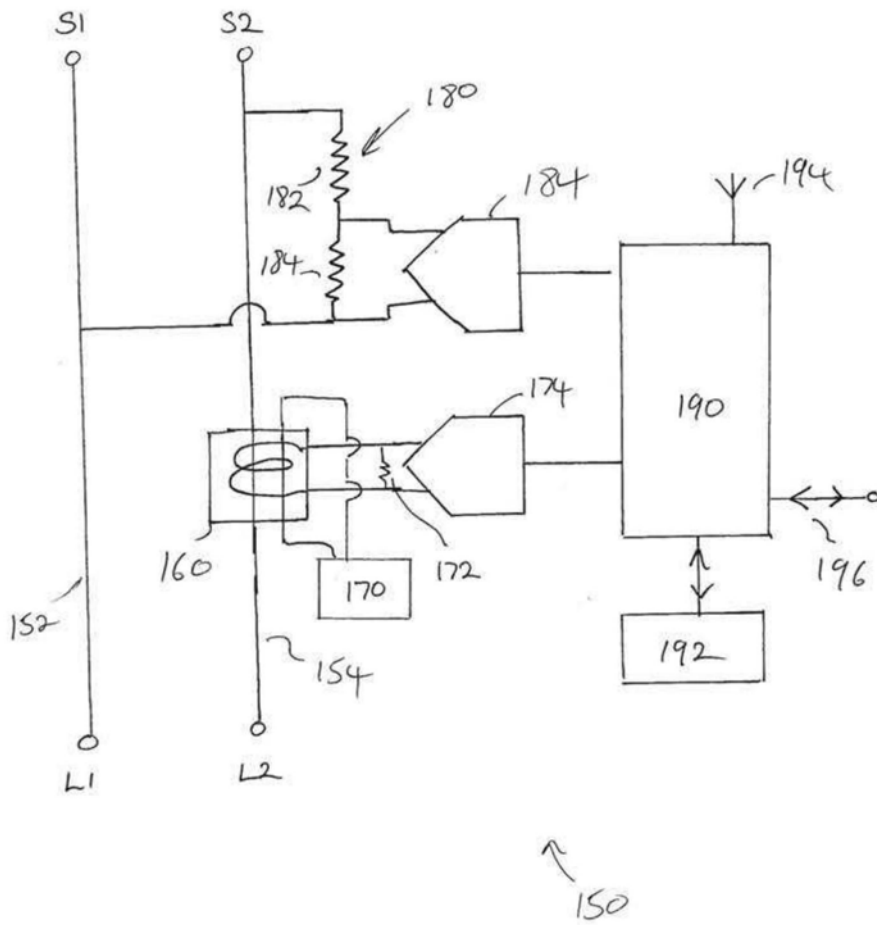


图13

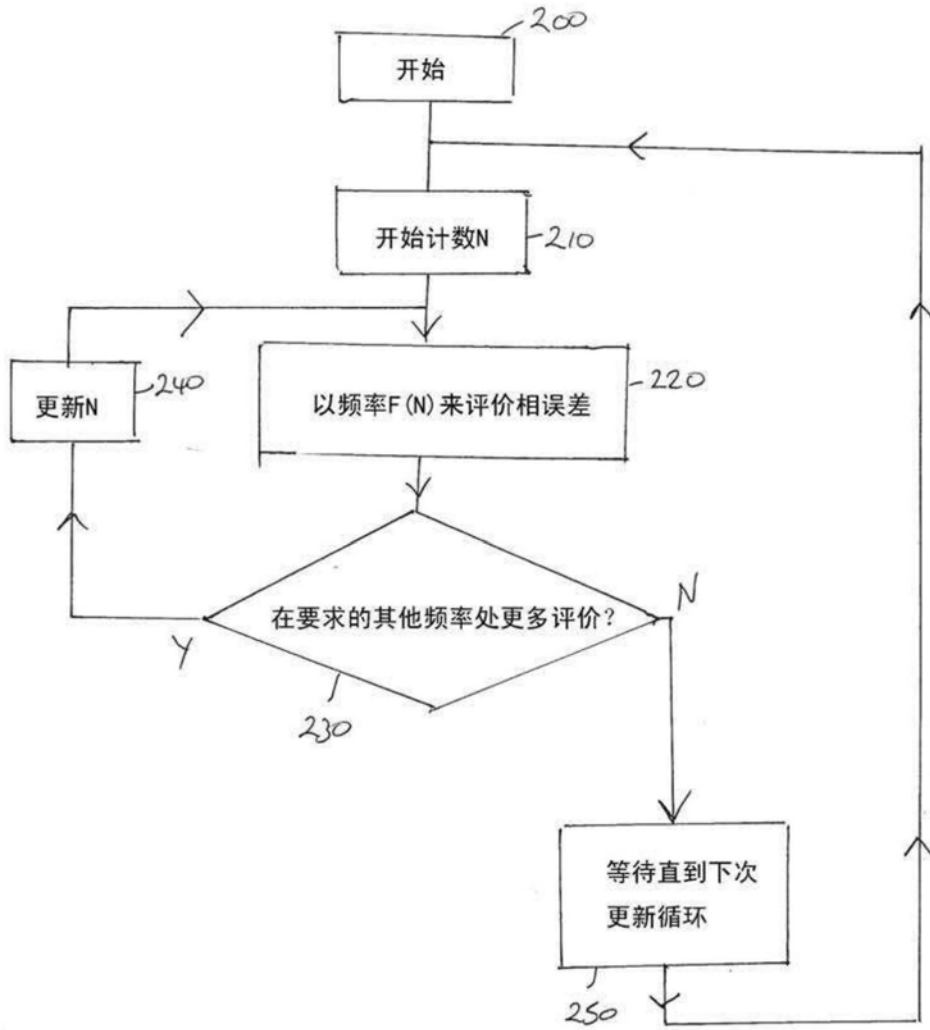


图14

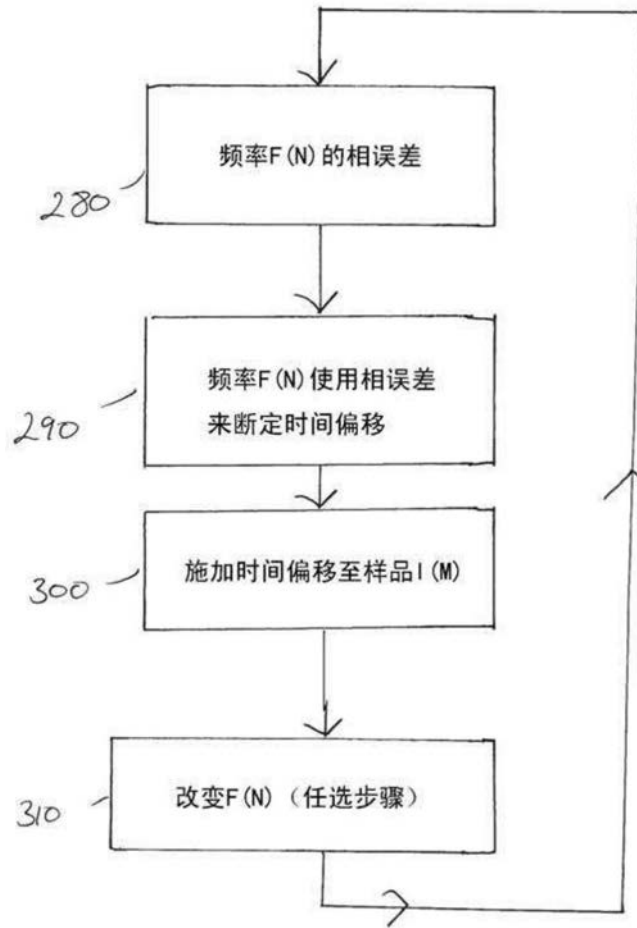


图15



图16

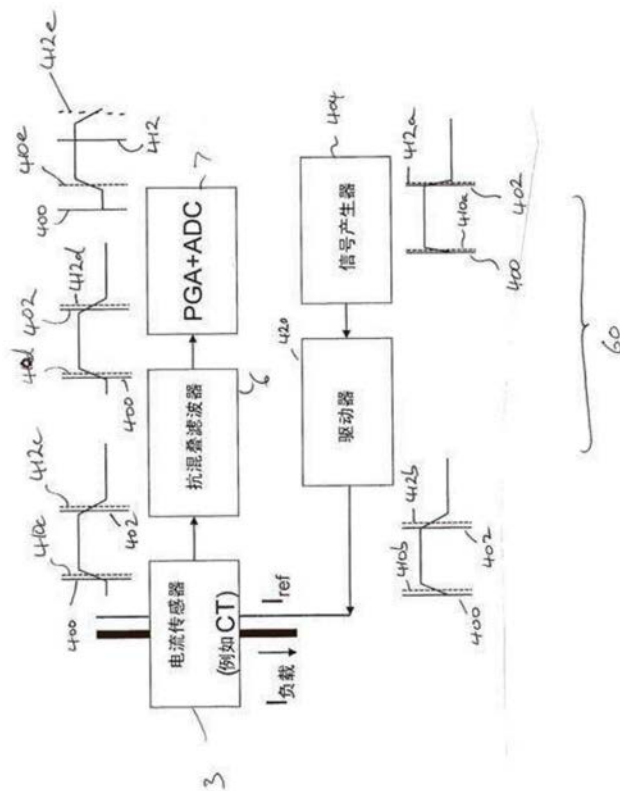


图17

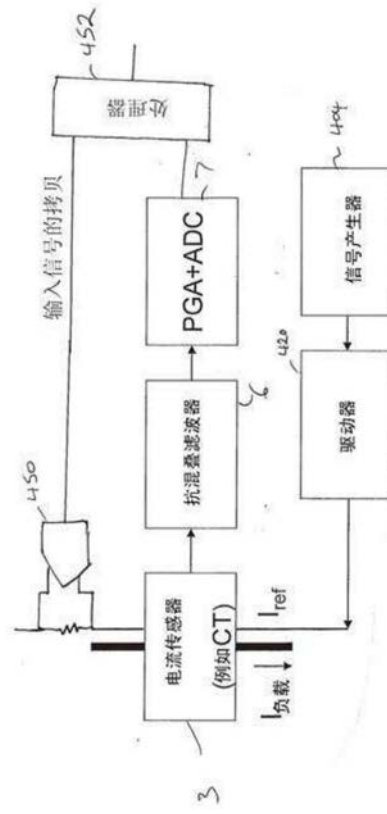


图18