

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

G01R 27/26

G01B 7/00



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96100299.9

[43]公开日 1997 年 1 月 15 日

[11] 公开号 CN 1140260A

[22]申请日 96.5.10

[30]优先权

[32]95.5.11 [33]US[31]439305

[71]申请人 埃尔国际N.V.

地址 荷兰阿姆斯特丹

[72]发明人 B·D·亨普希尔

[74]专利代理机构 上海专利商标事务所

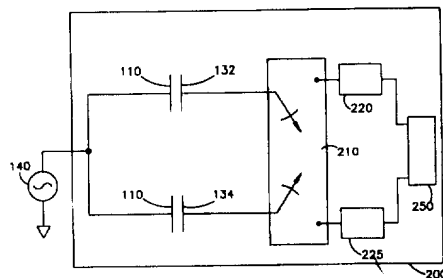
代理人 陈 亮

权利要求书 4 页 说明书 11 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 用于测量双联电容器电容值变化的方法和装置

[57]摘要

一种用于计算 C_1 和 C_2 成反比关系的比值 R 的方法和装置，其中 C_1 和 C_2 分别是第一和第二电容器的电容值。第一和第二电容器都具有独立电极并共用一公共电极。把交流电压加到公共电极，以在两个独立电极处产生第一和第二交流电流信号。一个双开关电容器集成电路和两个电流—频率转换器把第一和第二交流电流信号分别转换成频率值分别为 f_1 和 f_2 的第一和第二频率信号。微处理器接收这两个信号并从 f_1 和 f_2 计算 R 。



(BJ)第 1456 号

权 利 要 求 书

1. 一种电路,它连到分别具有第一和第二电容值 C_1 和 C_2 的第一和第二电容器,所述第一和第二电容器都具有一独立电极并共用一个公共电极,所述电路计算具有 C_1 和 C_2 成反比关系的比值 R ,其特征在于所述电路包括:

a) 用于产生交流电压 V_s 并把 V_s 加到所述第一和第二电容器的所述公共电极以在所述第一和第二电容器的所述独立电极处分别产生第一和第二交流电流信号的装置;

b) 连到所述独立电极,以把所述第一和第二交流电流信号分别转换成第一和第二半波电流信号的整流装置;

c) 连到所述整流装置,以把所述第一和第二半波电流信号分别转换成频率值分别为 f_1 和 f_2 的第一和第二频率信号的装置;以及

d) 用于从 f_1 和 f_2 计算 R 的装置。

2. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于 R 等于:

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} ,$$

且用于计算 R 的所述装置依据下式计算 R :

$$R = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2} .$$

3. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于 R 等于:

$$\frac{C_1}{C_2} ,$$

且用于计算 R 的所述装置依据下式计算 R :

$$R = \frac{f_1}{f_2} .$$

4. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于 R 等于:

$$\frac{C_1}{C_1+C_2} ,$$

且用于计算 R 的所述装置依据下式计算 R:

$$R = \frac{f_1}{f_1+f_2} .$$

5. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于所述第一和第二电容器是双联逆向可变电容器。

6. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于所述第一电容器是可变的而所述第二电容器是固定的。

7. 如权利要求 1 所述的电路,其特征在于所述整流装置由双开关电容器集成电路构成。

8. 如权利要求 7 所述的电路,其特征在于所述转换装置由两个电流-频率转换器构成。

9. 如权利要求 5 所述的电路,其特征在于所述双联逆向可变电容器是差分电容器。

10. 一种用于测量第一物体相对于第二物体的位移 D 的设备, D 在最大值 D_{max} 和最小值 D_{min} 的范围内,其特征在于所述设备包括:

(a) 分别连到所述第一和第二物体的具有电容值 C_1 和 C_2 的第一和第二电容器,所述第一和第二电容器都具有一独立电极并共用一个公共电极,如此布置所述第一和第二电容器,从而使所述第一物体的位移引起 C_1 的线性变化;

(b) 用于产生交流电压 V_s 并把 V_s 加到所述第一和第二电容器的所述公共电极,以在所述第一和第二电容器的所述独立电极处分别产生第一和第二交流电流信号的装置;

(c) 连到所述独立电极,以把所述第一和第二交流电流信号分别转换成第一和第二半波电流信号的整流装置;

(d) 连到所述整流装置,以把所述第一和第二半波电流信号分

别转换成频率值分别为 f_1 和 f_2 的第一和第二频率信号；

(e) 用于从 f_1 和 f_2 计算 C_1 和 C_2 成反比关系的比值 R 的装置；

(f) 用于当所述第一物体的位移在 D_{\min} 时存储 R 值 (R_{\min})，并且当所述第一物体的位移在 D_{\max} 时存储 R 值 (R_{\max}) 的装置；以及

(g) 用于依据下式计算 D 的装置：

$$D = (R - R_{\min}) \cdot \frac{D_{\max} - D_{\min}}{R_{\max} - R_{\min}} \quad \circ$$

11. 如权利要求 10 所述的设备，其特征在于 R 等于：

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad ,$$

且用于计算 R 的所述装置依据下式计算 R ：

$$R = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2} \quad \circ$$

12. 如权利要求 10 所述的设备，其特征在于所述第一和第二电容器是双联逆向可变电容器，如此布置它们，从而使所述第一物体的位移引起 C_2 负的线性变化。

13. 一种用于计算电容值 C_1 和电容值 C_2 成反比关系的比值 R 的方法，其中 C_1 和 C_2 分别是第一和第二电容器的电容值，所述第一和第二电容器都具有一独立电极并共用一个公共电极，其特征在于所述方法包括以下步骤：

a) 产生交流电压 V_s 并把 V_s 加到所述第一和第二电容器的所述公共电极，以在所述第一和第二电容器的所述独立电极处分别产生第一和第二交流电流信号；

b) 把所述第一交流电流信号转换成第一半波电流信号；

c) 把所述第二交流电流信号转换成第二半波电流信号；

d) 把所述第一半波电流信号转换成频率值为 f_1 的第一频率信号；

e) 把所述第二半波电流信号转换成频率值为 f_2 的第二频率信

号；以及

f) 从 f_1 和 f_2 计算比值 R 。

14. 如权利要求 13 所述的电路,其特征在于 R 等于:

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} ,$$

且用于计算 R 的所述装置依据下式计算 R :

$$R = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2} .$$

说明书

用于测量双联电容器电容值变化的方法和装置

本发明涉及用于测量两个电容器电容值变化的电路,尤其涉及用于测量双联电容器电容值变化的电路。

如已有技术中公知的,双联电容器由共用一个公共电极的两个单独的电容器构成。这两个电容器可以都是固定的,或一个是固定的而另一个是可变的,或两个都是可变的;双联可变形式是最常用的。特别是,双联逆向可变电容器是测量应用中双联电容器的最常用形式。双联逆向可变电容器由两个共用一个公共电极的单独电容器构成,它们如此构造,从而与两个电容器接触或靠近的物体的移动将增加一个电容器的电容而减少另一个电容器的电容。

双联逆向可变电容器的一种可取形式是差分电容器。差分电容器具有插在一个固定公共电极以及第一固定独立电极和第二固定独立电极之间的可动的动片;公共电极和第一独立电极形成第一电容器而公共电极和第二独立电极形成第二电容器。动片的旋转增加了靠近公共电极的第一独立电极的区域并(以相同的量)减少了靠近公共电极的第二独立电极的区域。因此,当动片旋转时,第一电容器的电容增加了一定的量,而第二电容器的电容减少了一定的量。

在颁给 van Seeters 的第 5,283,528 号美国专利(“528 号专利”)中揭示了可取的双联逆向可变电容器的另一种可取形式。在 528 号专利中,双联逆向可变电容器包括插在第一固定独立电极和第二固定独立电极之间的可动公共电极;公共电极和第一独立电极形成第一电容器而公共电极和第二独立电极形成第二电容器。当公共电极移向第一独立电极时,第一电容器的电容减少而第二电容器

的电容增加。然而,第一电容器减少的电容量不等于第二电容器增加的电容量。

因为双联逆向可变电容器不包含任何可结污的电气触点,所以双联逆向可变电容器常用于测量一个物体相对于固定点或另一个物体的移动。把双联逆向可变电容器连到运用电容变化来计算物体移动的测量电路。在已有技术中,把电容电桥电路和包含减法器 and 积分器的电路用作测量电路。

在 Kita 的第 5,197,429 号美国专利(“429 号专利”)中,揭示了一种采用电容电桥结构的测量电路。测量电路包括具有电压 V_s 的交流(AC)电源、由与可变电阻器 R_2 串联的固定电阻器 R_1 以及与 R_1 和 R_2 并联的串联电容器 C_1 和 C_2 构成的电桥电路、全波整流器和直流(DC)放大器。在 429 号专利中, C_1 和 C_2 电容的变化引起电桥电路输出电压 e 的变化,它遵循公式 1:

$$e = K + \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot V_s$$

因为差分电容器的特性使 $C_1 + C_2$ 项是常数,所以第一方程式可退化为公式 2:

$$e = K_1 \cdot (C_1 - C_2) \cdot V_s + K_2$$

Kita 既没有揭示如何导出公式 1,也没有揭示如何把 e 的变化转换成物体移动量的大小。

在 528 号专利中,揭示了采用积分器和减法器的测量电路。测量电路的第一实施例包括方波发生器、积分器、并联的电容器 C_1 和 C_2 、两个电流放大器和模/数(A/D)转换器。方波发生器产生一系列周期长度为 T 的方波电压脉冲。在积分器中方波电压脉冲转换成一系列峰一峰值为 U_{ss} 且周期长度为 T 的三角波电压脉冲。把三角波电压脉冲加到 C_1 和 C_2 的连接电极。如公知的,电容器依据以下关系式用作所加电压 U_i 的微分元件:

$$I=C \cdot \frac{dU_i}{dt}$$

相应地,在 C_1 和 C_2 中对三角波电压脉冲进行微分,分别得到方波电流脉冲序列 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 。在电流放大器中 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 转换成被放大的方波电压脉冲序列 $U_1(t)$ 和 $U_2(t)$ 。A/D 转换器接收 $U_1(t)$ 和 $U_2(t)$ 。在第一信号周期中,A/D 转换器装置在半个信号周期间隔 ($T/2$)处确定 $U_1(t)$ 的两个数字幅度值,所述数字幅度值由 U_{s1} 和 U_{s2} 代表。在第二信号周期中,A/D 转换器在半个信号周期间隔 ($T/2$)处确定 $U_2(t)$ 的两个数字幅度值,所述数字幅度值由 U_{s3} 和 U_{s4} 所代表。使用已知的关系式:

$$U_s=R \cdot C \cdot \frac{dU_i}{dt}$$

得出:

$$U_{s1}=R \cdot C_1 \cdot \frac{U_{ss}}{\frac{T}{2}}$$

$$U_{s2}=R \cdot C_1 \cdot \frac{(-U_{ss})}{\frac{T}{2}}$$

$$U_{s3}=R \cdot C_2 \cdot \frac{(U_{ss})}{\frac{T}{2}}$$

$$U_{s4}=R \cdot C_2 \cdot \frac{(-U_{ss})}{\frac{T}{2}}$$

进行适当的替代,获得以下的关系式:

$$\frac{(U_{s1}-U_{s2})}{(U_{s3}-U_{s4})}=\frac{C_1}{C_2}$$

运用已知的静电学定律,van Seeters 把 $(U_{s1}-U_{s2})$ 和 $(U_{s3}-U_{s4})$ 的值转换成物体的移动量的大小。

Van Seeters 揭示了 528 号专利测量电路的第二实施例,其中用

两个 A/D 转换器替代一个 A/D 转换器。一个 A/D 转换器位于一个电流放大器后的测量电路的一个脚处,而另一个 A/D 转换器位于另一个电流放大器后的测量电路的另一个脚处。两个 A/D 转换器使测量电路可确定 U_{s1} 和 U_{s2} 并同时确定 U_{s3} 和 U_{s4} ,即在一个信号周期中而不是在两个信号周期中确定两组数字幅度值。

429 号专利的测量电路对于温度和其它环境因素引起的电容器中的相互漂移敏感,因为假定测量电路的电容之和 ($C_1 + C_2$) 是一个常数。此外,429 号专利的测量电路对于 AC 电源电压 V_s 的漂移敏感,因为如先前所示输出 e 是 V_s 的函数。

528 号专利的测量电路对于电容器中的相互漂移不敏感,因为被测量的特征等于电容比 C_1/C_2 ,这就消除了任何漂移。然而,528 号专利的测量电路的第一实施例需要一个方波发生器。方波电压脉冲是必需的,因为在积分后,它们必须产生可被微分并具有限定斜率的三角波电压脉冲。此外,方波发生器必须稳定。因此,三角波电压脉冲和方波电压脉冲在两个相继的信号周期内必须是可重复的,即,它们必须具有相同的幅度,且它们互相对应的半波部分必须具有相同的持续时间。因此,为了实际应用,由方波发生器 40 产生的方波电压脉冲必须具有相同的幅度和半波宽度。

528 号专利测量电路的第二实施例不需要三角波电压脉冲,因此也不需要方波电压脉冲以具有相同的幅度或半波宽度,因为在相同的信号周期中确定 U_{s1} 、 U_{s2} 和 U_{s3} 、 U_{s4} 。然而,528 号专利的测量电路的第二实施例仍然需要一个方波发生器。因此,528 号专利的测量电路的两个实施例都需要一个方波发生器。

由于上述原因,想要得到一种用于测量双联电容器电容值变化的方法和装置,它不需要方波发生器也对于电容器中的相互漂移或电压源中的漂移不敏感。本发明的方法和装置符合这个需要。

本发明旨在提供一种满足测量双联电容器电容值变化需要的方

法和装置,而它不需要方波发生器以及对于电容器中的相互漂移或电压源中的漂移不敏感。把具有本发明特征的电路连到分别具有第一和第二电容值 C_1 和 C_2 的第一和第二电容器。第一和第二电容器每个具有一个独立电极并共用一个公共电极。该电路计算 C_1 与 C_2 成反比关系的比值 R 。

该电路由用于产生 AC 电压 V_s 的装置、整流装置、转换装置和计算装置构成。 V_s 被加到引起第一和第二电容器的独立电极处产生第一和第二 AC 电流信号的第一和第二电容器的公共电极。整流装置把第一和第二 AC 电流信号分别转换成第一和第二半波电流信号。转换器装置接收第一和第二半波电流信号,并把它们分别转换成具有频率值 f_1 和 f_2 的第一和第二频率信号。计算装置运用 f_1 和 f_2 来计算 R 。

根据以下的描述、所附的权利要求和附图,将更容易理解本发明的特征、方面和优点,其中:

图 1 示出包含依据本发明实施的测量电路的位移测量设备的典型图。

图 2 示出依据本发明实施的测量电路的典型图。

图 3 示出用于依据本发明实施的测量电路中的模拟切换装置的元件示意图。

图 4 示出用于依据本发明实施的测量电路中的电流—频率转换器的元件示意图。

现在参考图 1,其中示出包含依据本发明实施的测量电路 200 的位移测量设备 5 的典型图。位移测量设备 5 由外壳 40、支架 12、附件 15、杆 20、底座 30、测量电路 200、AC 电源 140 和具有半板形动片 120 的差分电容器 100 构成。把差分电容器 100 固定在外壳 40 中。杆 20 连到半板形动片 120 的中心并穿过差分电容器 100 的开口和外壳 40 的开口。支架 12 连到底座 30 和外壳 40,从而把差分电容器

100 保持在某一位置,这个位置使杆 20 穿过底座 30 的开口并与附件 15 相连。当垂直于图 1 的转矩加到附件 15 时,杆 20 用作半板形动片 120 绕着旋转的轴。

差分电容器 100 由半板形动片 120、公共电极 110、第一独立电极 132 和第二独立电极 134 构成。公共电极 110 安装得平行于第一和第二独立电极 132 和 134。公共电极 110 和第一独立电极 132 形成第一电容器,而公共电极 110 和第二独立电极 134 形成第二电容器。半板形动片 120 安装得可在公共电极 110 以及第一和第二独立电极 132 和 134 之间转动。

AC 电源 140 电气连接到公共电极 110,而半板形动片 120 连到电路公共点。第一独立电极 132 和第二独立电极 134 连到电容测量电路 200。当把垂直于图 1 的顺时针转矩加到附件 15 时,半板形动片 120 顺时针转动,增加了靠近公共电极 110 的第一电极 132 的表面区域,从而增加了第一电容器的电容。靠近公共电极 110 的第二电极 134 的表面区域减少了相同的量,从而减少了第二电容器的电容。两个电容器的电容随附件 15 和半板形动片 120 的角位移而线性变化。

电容的变化对电路的影响可从以下的已知关系式确定:

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

这里 I 是电路的有效电流, V 是有效电压, R 是电阻, X_L 是感抗, X_C 是容抗。因为差分电容器 100 和测量电路 200 中 X_L 和 R 的值与 X_C 相比可以忽略的,所以上述关系式可退化为:

$$I = \frac{V}{X_C}$$

因为也已知:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

关系式还可再退化为：

$$I=2\pi fCV$$

因此，第一电容器电容 C_1 的变化可引起第一独立电极 132 处产生的 AC 电流信号的有效电流的正比变化，而第二电容器电容 C_2 的变化可引起第二独立电极 134 处产生的 AC 电流信号的有效电流的正比变化。测量电路 200 运用有效电流的变化来测量半板形动片 120 以及随后附件 15 的角位移。

现在参考图 2，其中示出依据本发明实施的测量电路 200 的典型图。测量电路 200 由模拟切换装置 210、第一电流—频率转换器 220、第二电流—频率转换器 225 和微控制器 250 构成。用于本发明的模拟切换装置 210 是四刀双掷开关。说得更具体些，模拟切换装置 210 是 Linear Technology Corporation 制造的市售的零件号码为 LTC₁043 的单片、电荷平衡、双开关电容器集成电路。图 3 中示出模拟切换装置 210 的简单示意图。

现在参考图 3，把来自 AC 电源 140 的 AC 信号引至模拟切换装置 210 的脚 16 并把它用作取代模拟切换装置 210 内部振荡器(未示出)的外部时钟。第一独立电极 132 和第二独立电极 134 分别在脚 11 和 12 处连到内部开关 211 和 212 的一边。内部开关 211 和 212 的另一边分别通过脚 8 和 14 连到第一电流—频率转换器 220 和第二电流—频率转换器 225。由 AC 信号的频率控制内部开关 211 和 212 的断开和接通，从而内部开关 211 和 212 用作半波整流器。因此，来自第一独立电极 132 和第二独立电极 134 的 AC 电流信号分别作为第一和第二半波电极信号由脚 8 和 14 从模拟切换装置 210 输出。

正比于 C_1 的变化，第一半波电极信号的电流 I_1 在 3 和 $6\mu A_{avg}$ 之间改变。同样地，正比于 C_2 的变化，第二半波电极信号的电流 I_2 在 3 和 $6\mu A_{avg}$ 之间改变。第一和第二电流—频率转换器(220,225)分别把第一和第二半波电极信号转换成具有变化频率的第一和第二

电极信号。本发明的第一和第二电流—频率转换器(220,225)非常适合于把 I_1 和 I_2 等小电流信号转换成频率信号。由于是小电流,第一和第二电流—频率转换器(220,225)保持其线性并提供基本上无限大的分辨率。

现在参考图 4,其中示出第一电流—频率转换器 220 的简单示意图。第一半波电极信号连到 $1\mu\text{F}$ 的电容器 245 和比较器 240 的正输入端。 $1\mu\text{F}$ 的电容器 245 对第一半波电极信号进行滤波,在比较器 240 的正输入端产生了连续的正向电压斜坡。假定比较器 240 的正输入端电压低于比较器 240 的负输入端电压(比较器 230 的输出为低电平),当比较器 240 正输入端的电压坡上升,比较器 240 的输出将为低。电平当比较器 240 的输出为低电平时,倒相器(250,260)将变为高电平,使电流从基准 VCC 通过倒相器(250,260)的馈电脚向 1500pF 电容器 270 流动。向 1500pF 电容器 270 充电的电压是 VCC 的电势和跨于晶体管 280 的电压降的函数。

当比较器 240 的正输入端处的电流斜坡升到足够高时,比较器 240 的输出变为高电平,倒相器(250,260)变为高电平,从而使电流从 1500pF 的电容器 270 通过倒相器(250,260)对地放电。这又使电流从比较器 240 正输入端的 $1\mu\text{F}$ 电容器 245 通过晶体管 290 引到 1500pF 电容器 270。如果比较器 240 负输入端电压保持不变,则比较器 240 的输出将几乎立刻变为低电平。然而,当比较器 240 的输出变为高电平时,倒相器 255 也变为低电平,使 47pF 电容器 295 放电并对比较器 240 的负输入端提供反馈。该反馈降低了比较器 240 的负输入端的电压,从而延迟了使比较器 240 的输出变为低电平并使 1500pF 电容器 270 充分放电。肖特基二极管 298 防止比较器 240 的负输入端电压超出其负共模极限。当来自 47pF 电容器 295 的反馈减弱时,比较器 240 变为低电平,并重复整个循环。循环的周期与第一半波电极信号的电流直接有关。因此,由第一电流—频率转换器

220 输出的第一电极信号的频率 f_1 的变化正比于第一半波电极信号的电流 I_1 的变化。

第二电流—频率转换器 225 在结构和功能上与第一电流—频率转换器 220 相同。相应地,这里没有包括第二电流—频率转换器 225 的示意图。第二电流—频率转换器 225 工作,产生第二电极信号,该信号的频率 f_2 的变化正比于第二半波电极信号的电流 I_2 的变化。

再参考图 2,来自第一和第二电流—频率转换器(220,225)的第一和第二电极信号很适于输入到微控制器 250,因为它们是在 800 到 1600Hz 范围内的频率信号。微控制器 250 是一个具有 16 位自由振荡(free running)计数器(未示出)的 8 位摩托罗拉(Motorola) MC68H 微控制器,其中该计数器是由 MCU E 时钟(未示出)驱动的四级预定标器(prescaler)(未示出)的输出来定时的。由微控制器 250 中的第一和第二输入通道(未示出)来接收第一和第二电极信号。由第一和第二输入俘获边沿(input capture edge)检测器(未示出)分别监测第一和第二输入通道。第一和第二输入俘获边沿检测器分别检测第一和第二电极信号中的下降沿。

当第一输入俘获边沿检测器在取样周期中检测到第一电极信号中的第一个下降沿时,计数器的起始值保持在第一输入俘获寄存器中。当第一输入俘获边沿检测器在取样周期中检测到第一电极信号中的最后一个下降沿时,计数器的终止值保持在第一输入俘获寄存器中。从计数器终止值中减去计数器起始值,再将其差值被取样周期中检测到的下降沿个数除,得到频率值 f_1 。

同样地,当第二输入俘获边沿检测器在取样周期中检测到第二电极信号中的第一个下降沿时,计数器的起始值保持在第二输入俘获寄存器中。当第二输入俘获边沿检测器在取样周期中检测到第二电极信号中的最后一个下降沿时,计数器的终止值保持在第二输入俘获寄存器中。从计数器终止值中减去计数器起始值,再将其差值被

取样周期中检测到的下降沿个数除,得到频率值 f_2 。应理解,通过对输入俘获边沿寄存器进行编码以检测第一和第二电极信号中的上升沿而不是下降沿,将获得相同的频率值 f_1 和 f_2 。

微处理器 250 的只读存储器 (ROM) 部分 (未示出) 中的程序对第一和第二输入俘获寄存器进行访问,从而获得第一和第二电极信号的频率值 f_1 和 f_2 。运用 f_1 和 f_2 , ROM 程序计算比值 R , 它等于:

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$$

按照关系式:

$$R = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = R_f = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2}$$

因为 C_1 和 C_2 分别正比于 f_1 和 f_2 并消去了比值中 f_1 和 f_2 的恒定参数,所以 R 等于 R_f 。ROM 程序运用 R 来计算半板形动片 120 以及附件 15 的角位移 A 。应理解,也可用其它比值其中 f_1 和 f_2 互相成反比关系,即, f_1 在分子中而 f_2 在分母中或 f_2 在分子中而 f_1 在分母中。

在起始定标过程中,附件 15 (图 1 中示出) 移到它的极限位置,即, 0° 位移和 90° 位移。ROM 程序计算 0° 和 90° 位移处的 R 值,分别得到定标频率比值 R_0 和 R_{90} 。把值 R_0 和 R_{90} 的值存入微控制器 250 的电可擦可编程只读存储器 (EEPROM) 部分 (未示出),从而可在测量电路 200 正常工作期间使用。

因为两个电容器的电容随半板形动片 120 (图 1 中示出) 的角位移 A 线性地变化,因而在第一和第二独立电极 (132, 134) (图 1 中示出) 处产生的 AC 电流信号的电流以及由此产生的半波电极信号也线性地变化。相应地, f_1 和 f_2 , 因此 R , 随 A 线性地变化。因此,在测量电路 200 的正常工作期间, ROM 程序按照线性关系式计算 A :

$$A = (R - R_0) \cdot \frac{90}{R_{90} - R_0}$$

因为测量电路 200 运用比值 R 来计算 A , 可消去 f_1 和 f_2 的恒定

参数,因此这些参数在用于计算 A 的关系式中不出现。此外,可消除任何由环境引起在第一和第二电容器中产生的相互漂移和 AC 电源 140 中的频率或幅度漂移。因此,测量电路 200 测量差分电容器 100 中电容值 C_1 和 C_2 的变化而对第一和第二电容器中的相互漂移或 AC 电源 140 中的漂移不敏感。测量电路 200 实现上述测量而消耗的功率少于 5 毫瓦。如此低的功耗放宽了内在的安全关系。

应理解,本发明的测量电路也同样适用于其中一个电容器固定而另一个电容器可变的双联电容器。可变电容器电容(以及相应的频率值)的变化将给出所需的位移而由电容器中的相互漂移或 AC 电源中的漂移引起固定电容器电容(以及相应的频率值)的波动将抵消可变电容器电容(以及相应的频率值)相应的漂移。

可理解,较佳实施例的描述仅仅是对本发明的例示,而不是穷举。本领域内的普通技术人员能对所揭示的主体的实施例进行某些增加、删减、和/或改变,而不背离由所附权利要求限定的本发明的精神或其范围。

说明书附图

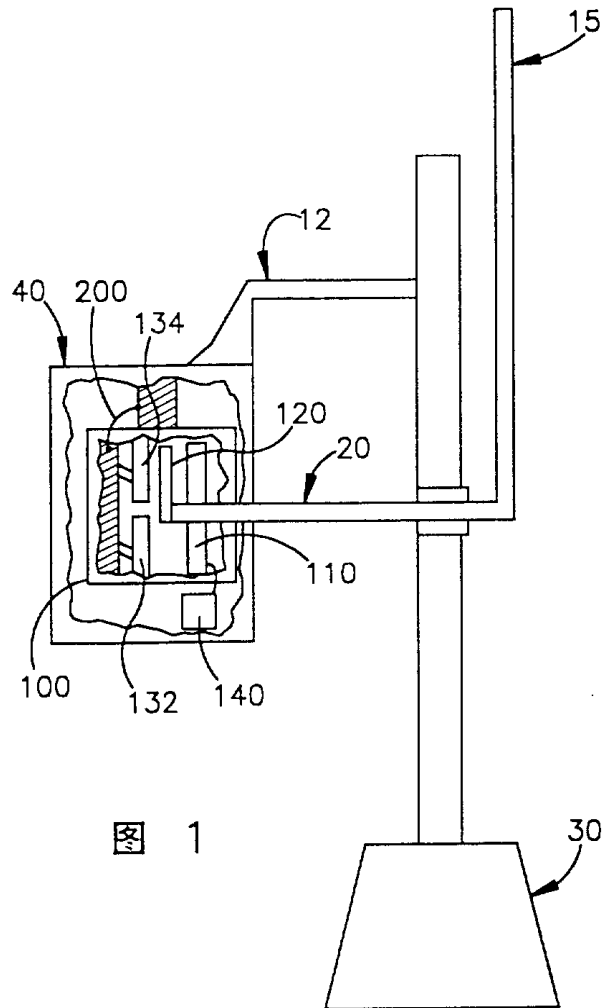


图 1

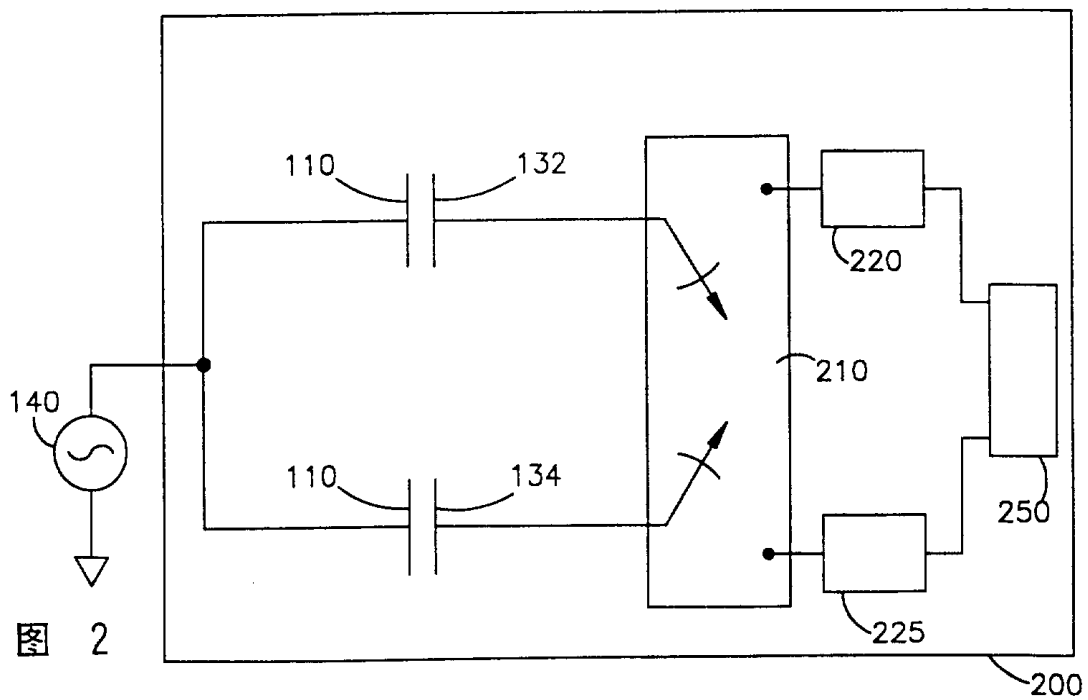


图 2

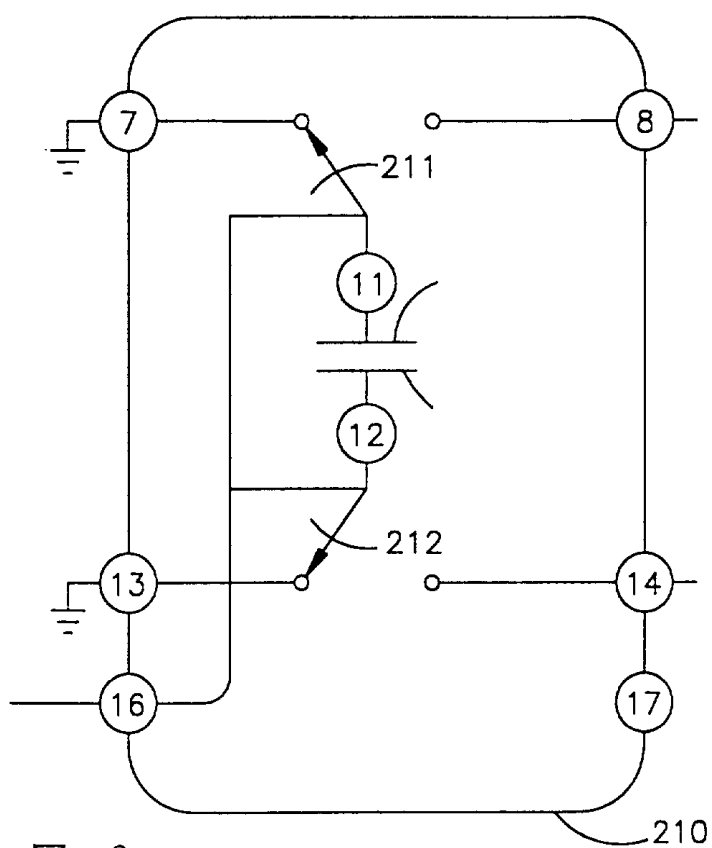


图 3

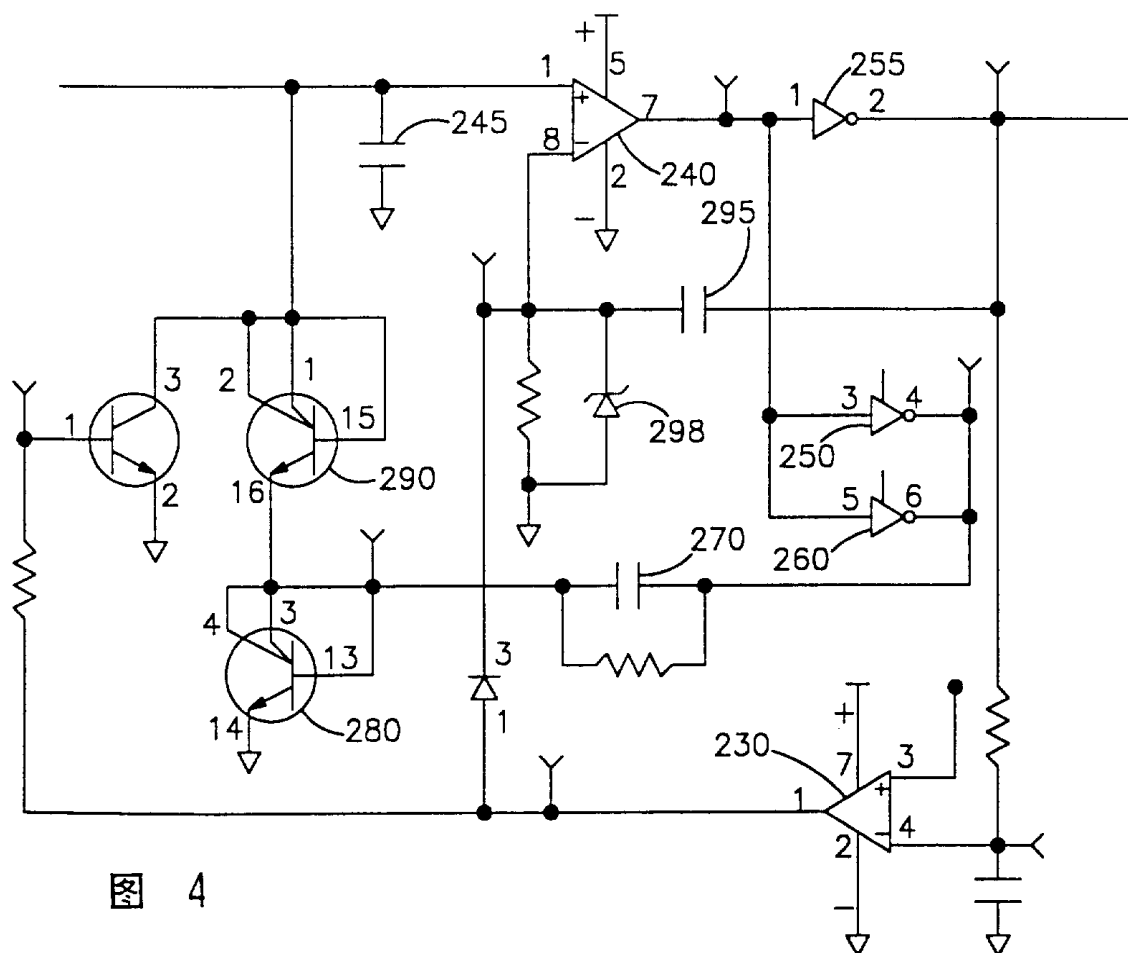


图 4