



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103890593 B

(45)授权公告日 2016.10.26

(21)申请号 201280050876.6

(22)申请日 2012.09.14

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103890593 A

(43)申请公布日 2014.06.25

(30)优先权数据

13/235,334 2011.09.16 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2014.04.16

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/055645 2012.09.14

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/040508 EN 2013.03.21

(73)专利权人 罗伯特·博世有限公司

地址 德国斯图加特

(72)发明人 G·巴拉钱德兰 V·佩特科夫

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

代理人 王英 陈松涛

(51)Int.Cl.

G01P 21/00(2006.01)

G01D 18/00(2006.01)

G01L 25/00(2006.01)

(56)对比文件

DE 102009026496 A1, 2010.12.02,

US 5770802 A, 1998.06.23,

US 5347867 A, 1994.09.20,

US 2001042404 A1, 2001.11.22,

审查员 胡金云

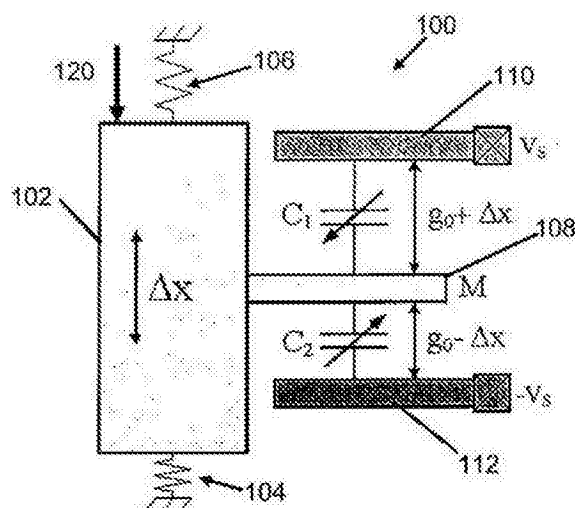
权利要求书2页 说明书8页 附图9页

(54)发明名称

借助使用片上中和电容器和线性致动的自动校准的电容换能器的线性度增强

(57)摘要

公开了一种用于使用线性致动来自动校准电容换能器以中和馈通电容的系统和方法。所述方法包括：以初始中和电容开始，不向换能器的检测质量块施加静电力，而施加两个已知的静电力，记录由所施加的力引起的换能器输出变化；以及基于变化确定如何修改中和电容。方法可以使用二分查找来查找提供最佳线性度的最终中和电容。方法可以包括将最终线性度与阈值线性度相比较。可以使用电荷控制方法来施加静电力，其中，静电力是致动持续时间的线性函数。线性致动可以用于电容传感器的连续自检。



1. 一种用于从中和电容的初始值开始自动校准电容换能器以中和馈通电容的方法, 所述方法包括:

不向所述电容换能器的检测质量块施加静电力;

在没有将静电力施加到所述检测质量块时, 记录所述电容换能器的基本输出值;

将静电力 F_0 施加到所述电容换能器的所述检测质量块;

记录在所述基本输出值与当将所述静电力 F_0 施加到所述检测质量块时的第一输出值之间的所述电容换能器的输出值的第一变化;

将静电力 $n \cdot F_0$ 施加到所述电容换能器的所述检测质量块, 其中, n 是大于一的数;

记录在所述第一输出值与当将所述静电力 $n \cdot F_0$ 施加到所述检测质量块时的第二输出值之间的所述电容换能器的输出值的第二变化;

基于所记录的所述电容换能器的输出值的第一变化和第二变化来增大、减小或保持所述中和电容; 以及

重复所述方法直至达到所述中和电容的最终值为止。

2. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 所述增大、减小或保持步骤包括:

当所述输出值的第一变化大于所述输出值的第二变化时, 减小所述中和电容; 以及

当所述输出值的第一变化小于所述输出值的第二变化时, 增大所述中和电容。

3. 根据权利要求2所述的方法, 其中, 将所述中和电容设置在最小中和电容与最大中和电容之间, 以及

所述增大、减小或保持步骤和所述重复步骤包括: 执行在所述最小中和电容与所述最大中和电容之间的二分查找。

4. 根据权利要求3所述的方法, 进一步包括:

将所述中和电容的所述最终值的线性度与线性度阈值进行比较。

5. 根据权利要求3所述的方法, 其中, 使用电荷控制方法来将所述静电力施加到所述检测质量块。

6. 根据权利要求5所述的方法, 其中, 将静电力 F_0 施加到所述检测质量块包括: 在时间段 t 内致动所述检测质量块; 以及

其中, 将静电力 $n \cdot F_0$ 施加到所述检测质量块包括: 在时间段 $n \cdot t$ 内致动所述检测质量块。

7. 根据权利要求6所述的方法, 其中, 自动校准的过程分为致动阶段和测量阶段, 并且所述致动阶段进一步分为第一致动阶段和第二致动阶段, 而所述测量阶段进一步分为第一测量阶段和第二测量阶段, 并且其中, 所述电容换能器包括第一可变电容器和第二可变电容器, 并且施加静电力包括:

在所述第一致动阶段期间, 通过从所述第一可变电容器和所述第二可变电容器去除电荷来复位所述电容换能器;

在所述第二致动阶段期间, 将静电致动力施加到所述电容换能器, 所述静电致动力是所述第二致动阶段的持续时间的函数, 所述第二致动阶段在所述第一致动阶段之后;

在所述第一测量阶段期间, 读取由所述静电致动力引起的所述电容换能器的输出信号, 所述第一测量阶段在所述第二致动阶段之后; 以及

在所述第二测量阶段期间, 不向所述第一可变电容器和所述第二可变电容器施加静电

致动力,所述第二测量阶段在所述第一测量阶段之后且在所述第一致动阶段之前。

8.根据权利要求1所述的方法,其中,将低中和电容初始设置为最小中和电容,将高中中和电容初始设置为最大中和电容,并且所述中和电容的所述初始值是所述最小中和电容和所述最大中和电容的平均值;并且

所述增大、减小或保持步骤包括:

当所述输出值的第一变化大于所述输出值的第二变化时,将所述高中中和电容设置为所述中和电容的当前值;

当所述输出值的第一变化小于所述输出值的第二变化时,将所述低中和电容设置为所述中和电容的当前值;以及

当所述输出值的第一变化等于所述输出值的第二变化时,保持所述低中和电容和所述高中中和电容;以及

将所述中和电容设置为所述高中中和电容和所述低中和电容的所述平均值。

9.根据权利要求8所述的方法,其中,所述重复步骤包括:

重复所述方法直至N次;以及

当所述输出值的第一变化等于所述输出值的第二变化时,停止重复所述方法。

10.根据权利要求9所述的方法,进一步包括:

将最终中和电容的线性度与线性度阈值进行比较。

11.根据权利要求1所述的方法,其中,使用电荷控制方法来将所述静电力施加到所述检测质量块。

12.根据权利要求11所述的方法,其中,将静电力 F_0 施加到所述检测质量块包括:在时间段 t 内致动所述检测质量块;并且

其中,将静电力 $n \cdot F_0$ 施加到所述检测质量块包括:在时间段 $n \cdot t$ 内致动所述检测质量块。

13.根据权利要求12所述的方法,其中,自动校准的过程分为致动阶段和测量阶段,并且所述致动阶段进一步分为第一致动阶段和第二致动阶段,而所述测量阶段进一步分为第一测量阶段和第二测量阶段,并且其中,所述电容换能器包括第一可变电容器和第二可变电容器,并且施加静电力包括:

在所述第一致动阶段期间,通过从所述第一可变电容器和所述第二可变电容器去除电荷来复位所述电容换能器;

在所述第二致动阶段期间,将静电致动力施加到所述电容换能器,所述静电致动力是所述第二致动阶段的持续时间的函数,所述第二致动阶段在所述第一致动阶段之后;

在所述第一测量阶段期间,读取由所述静电致动力引起的所述电容换能器的输出信号,所述第一测量阶段在所述第二致动阶段之后;以及

在所述第二测量阶段期间,不向所述第一可变电容器和所述第二可变电容器施加静电致动力,所述第二测量阶段在所述第一测量阶段之后且在所述第一致动阶段之前。

14.根据权利要求13所述的方法,其中,在所述第二致动阶段期间,使所述电容换能器的所述第二可变电容器短路。

借助使用片上中和电容器和线性致动的自动校准的电容换能器的线性度增强

技术领域

[0001] 本专利涉及电容换能器,更具体地,涉及用于减小或消除由馈通电容引起的非线性度的技术,以及用以通过抵消寄生馈通电容来提高电容桥和加速度计的线性的自动校准过程。

背景技术

[0002] 换能器将普通物理量(例如,加速度、压力等)转换为可以由电子电路处理的量。具体地,对应于测量的输入信号的幅值,电容换能器产生电容的变化。用于电容换能器的读取电路将由换能器产生电容变化变换为电信号。在该过程中,电路向换能器电极施加电压波形。

[0003] 电容加速度计是用于测量加速度的电容换能器,可以设计为使得一组电容板的位移与加速度成比例。于是可以通过测量在电容器组中的差,使用电子装置来测量加速度。电容加速度计可以包括机械式感测元件和读取电路。图1示出了电容加速度计的机械式感测元件100的示例性实施例。在该实施例中,机械式感测元件100包括悬挂在第一弹簧104与第二弹簧106之间的检测质量块(proof mass)102、第一电极110和第二电极112。质量块102的近端耦合到第一弹簧104,质量块102的远端耦合到第二弹簧106。第一弹簧104具有两端,第一端耦合到质量块102的近端,第二端耦合到基底。第二弹簧106具有两端;第一端耦合到质量块102的远端,第二端耦合到基底。公共电极M耦合到质量块102,并随质量块102一起相对于基底移动。第一和第二电极110、112相对于基底固定。在该实施例中,将正参考电压 V_s 施加到第一电极110,将负参考电压 $-V_s$ 施加到第二电极112。在第一电极110与公共电极M之间形成第一可变电容器 C_1 ,在第二电极112与公共电极M之间形成第二可变电容器 C_2 。

[0004] 在该实施例中,当系统静止时,在第一电极110与公共电极M之间和在第二电极112与公共电极M之间存在基本上相等的额定间隙 g_0 ,在第一可变电容器 C_1 与第二可变电容器 C_2 中产生了基本上相等的电容。输入加速度将质量块102相对于基底移动,这改变了在电极之间的间隙,并改变了可变电容器 C_1 、 C_2 的电容。在箭头120方向上的加速度使质量块102偏斜距离 Δx ,其与输入加速度成比例。质量块102的这个移动将在第一电极110与公共电极M之间的距离增大到 $g_0 + \Delta x$,并将第二电极112与公共电极M之间的距离减小到 $g_0 - \Delta x$,这改变了电容器 C_1 和 C_2 的电容。可变电容器 C_1 和 C_2 的电容 C 可以由以下确定:

$$[0005] \quad C_{1/2} = \frac{\epsilon_0 A}{g_0 \pm \Delta x} \quad (1)$$

[0006] 其中, ϵ_0 是电介质介电常数, A 是电容板的面积(其延伸到纸面中), g_0 是额定间隙, Δx 是由加速度引起的位移。读取电路基于电容器 C_1 和 C_2 中的电容变化,确定 Δx 的值。

[0007] 加速度计常常在严苛的充斥振动的环境中实现,例如自动化或工业环境。在这些环境中,期望获得具有良好的线性度、低漂移性能和大的满标度量程的加速度计。在自平衡加速度计中,电容 C 与 $1/d$ 成比例,其中 d 是在电容板之间的距离;测量的输出电压 V_0 与 $(C_1 -$

$C_2)/(C_1+C_2)$ 成比例。合并这两个关系式提供了：

$$[0008] \quad V_0 \propto \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\frac{1}{d_1} - \frac{1}{d_2}}{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}} = \frac{d_2 - d_1}{d_2 + d_1} = \frac{x}{d_0} \quad (2)$$

[0009] 其中， x 是位移值， d_0 是零位移值， $d_1=d_0-x$ 是在电容器 C_1 的板之间的距离， $d_2=d_0+x$ 是在电容器 C_2 的板之间的距离。等式(2)显示了在理想情况下，自平衡加速度计的输出电压 V_0 是位移 x 的线性函数。不幸的是，在实际实现方式中，存在等式(2)没有考虑到的非线性度的来源。

[0010] 尽管存在几个方式来构造自平衡加速度计，以获得与检测质量块的位移成比例的读数，但为了实现高线性加速度计，期望具有在施加传感器激励电压时导致零残余力的布局。存在自平衡加速度计中非线性度的两个主要来源：馈通电容和在两个传感器核心之间的失配。占支配地位的来源是馈通电容，它出现在单端(仅使用一个核心)和差分(使用两个核心)布局中。

[0011] 馈通电容(C_{ft})是在检测质量块与感测电极之间的任何固定电容。馈通电容 C_{ft} 是由于传感器元件中的寄生效应和在接合线之间的电容而引起的。图2示出了电容核心200中的馈通电容，其示例在图1中示出。电容核心200包括在第一感测电极202与检测质量块204之间的第一电容器 C_1 ，和在第二感测电极206与检测质量块204之间的第二电容器 C_2 。电容核心200还包括在检测质量块204与每一个感测电极202、206之间的不需要的馈通电容 C_{ft} 。在考虑馈通电容 C_{ft} 的情况下重新推导等式(2)提供了：

[0012]

$$V_0 \propto \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + 2C_{ft}} = \frac{\frac{1}{d_1} - \frac{1}{d_2}}{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} + \frac{2C_{ft}}{A}} = \frac{d_2 - d_1}{d_2 + d_1 + \frac{2C_{ft} d_2 d_1}{C_0}} = \frac{x}{d_0 + \frac{C_{ft} (d_0^2 - x^2)}{C_0}} \quad (3)$$

[0013] 其引入了由馈通电容引起的非线性项 x^2 。

[0014] 由传感器核心中的失配引起的非线性度出现在使用两个传感器核心的全差分加速度计中。差分布局可以提供对电磁信号及其他杂散扰动更好的鲁棒性。传感器核心常常是两个分离的元件，没有与检测质量块机械连接。通常这么做是为了节省成本，因为两个核心的检测质量块与电绝缘的机械连接在处理方面会是昂贵的。在这个条件下，传感器核心的偏移会在相反方向上，这导致非线性度，这是因为残余静电力以及电容与位移成反比的事实。

[0015] 由馈通电容和核心失配引起的非线性度的幅值的比较显示了馈通电容是非线性度的主要来源。由5pF的核心失配(+/-5%核心失配)引起的非线性度是0.016%。但由50fF(比5pF小100倍)残余馈通电容引起的非线性是0.43%，这比核心失配非线性度几乎大30倍。即使是10fF残余馈通电容也导致0.087%的非线性度。

[0016] 期望减小或消除由馈通电容引起的非线性度。还期望具有自动校准过程以通过抵消寄生馈通电容来提高电容桥和加速度计的线性度。

发明内容

[0017] 公开了一种用于从中和电容的初始值开始自动校准电容换能器以中和馈通电容

的方法。所述方法包括：不向电容换能器的检测质量块施加静电力；在没有施加静电力的同时记录基本输出值；向检测质量块施加静电力 F_0 ；记录在基本输出值与施加静电力 F_0 时的第一输出值之间的电容换能器的输出值的第一变化；向检测质量块施加静电力 $n \cdot F_0$ ；记录在所述第一输出值与向检测质量块施加静电力 $n \cdot F_0$ 时的第二输出值之间的电容换能器的输出值的第二变化；基于记录的电容换能器的输出值的第一和第二变化，增大、减小或保持中和电容；及重复方法，直至达到中和电容的最终值为止。静电力 F_0 是静电力 $n \cdot F_0$ 的分数。

[0018] 增大、减小和保持步骤可以包括：当输出值的第一变化大于输出值的第二变化时，减小中和电容；以及当输出值的第一变化小于输出值的第二变化时，增大中和电容。所述方法可以包括执行在最小中和电容与最大中和电容之间的二分查找。所述方法还可以包括将用于中和电容的最终值的线性度与线性度阈值相比较。

[0019] 可以使用电荷控制方法将静电力施加到检测质量块。将静电力 F_0 施加到检测质量块可以包括在时间段 t 中致动检测质量块，将静电力 $n \cdot F_0$ 施加到检测质量块可以包括在时间段 $n \cdot t$ 中致动检测质量块。电容换能器可以包括第一和第二可变电容器，施加静电力可以包括第一致动阶段，用于通过从第一和第二可变电容器去除电荷来复位电容换能器，第二致动阶段，用于将静电致动力施加到电容换能器，在此，静电力是第二致动阶段的持续时间的函数，第一测量阶段，用于读取由静电致动力引起的电容换能器的输出信号，第一测量阶段在第二致动阶段之后，第二测量阶段，用于不向第一和第二可变电容器施加静电致动力。在此情形下，系统按照以下顺序进行这些阶段：第一致动阶段，随后是第二致动阶段，随后是第一测量阶段，随后是第二测量阶段。在第二致动阶段过程中，可以使电容换能器的第二可变电容器短路。

[0020] 公开了一种用于使用电荷控制方法线性地致动传感器的装置。所述装置包括电容核心、运算放大器、导电路径和致动源。电容核心包括第一感测节点、第二感测节点和检测质量块，在此，在所述第一感测节点与所述检测质量块之间形成第一可变电容器，在所述第二感测节点与所述检测质量块之间形成第二可变电容器。运算放大器包括反相输入端、非反相输入端、输出端和第一反馈路径，将输出端耦合到反相输入端。电容核心在第一反馈路径中。导电路径使第二可变电容器短路。致动源在占空比中对电容核心的检测质量块上配置致动力，所述致动力是占空比的线性函数。致动源可以包括电压源和输入电容器，其可切换地将电压源耦合到放大器的反相输入；在此，放大器的非反相输入耦合到地。装置还可以包括第二反馈路径，与第一反馈路径并联。在第一阶段期间，电压源可以为输入电容器充电，第二反馈路径可以使整个电容核心短路；在第二阶段期间，可以将电压源与输入电容器断开连接，第二反馈路径可以开路以使得来自输入电容器的电荷转储到电容核心的第一可变电容器上，从而对检测质量块配置致动力。

[0021] 公开了一种连续自检方法，用于换能器系统的电容传感器。电容传感器包括第一感测节点、第二感测节点和检测质量块，以使得在所述第一感测节点与所述检测质量块之间形成第一可变电容器，在所述第二感测节点与所述检测质量块之间形成第二可变电容器。所述方法包括连续使用线性致动将静电力施加到电容传感器的检测质量块上，测量由静电力引起的检测质量块的位移，读取由检测质量块的位移引起的换能器系统的输出信号，确定输出信号是否在工作范围内，及如果输出信号不在工作范围内，就假定换能器系统故障。可以使用电荷控制方法将静电力施加到检测质量块。将静电力施加到电容传感器的

检测质量块可以包括第一致动阶段,用于通过从第一和第二可变电容器去除电荷来复位电容传感器,第二致动阶段,用于将静电致动力施加到第一可变电容器,静电力是第二致动阶段的持续时间的函数。第二致动阶段在第一致动阶段之后。读取换能器系统的输出信号可以包括第一测量阶段,用于读取由静电致动力引起的换能器的输出信号,第二测量阶段,用于不向电容传感器施加静电致动力。第二测量阶段在第一测量阶段之后。测量阶段在致动阶段之后。

附图说明

[0022] 通过结合附图参考本发明实施例的以下说明,本发明以上提及的和其他的特点以及目的,和实现它们的方式将变得更为显而易见,并且将更好地理解本发明自身,在附图中:

[0023] 图1示出了电容换能器的机械式感测元件的示例性实施例;

[0024] 图2示出了电容核心中的馈通电容;

[0025] 图3示出了具有馈通电容的示例性差分电容换能器电路;

[0026] 图4示出了图3的示例性差分电路,具有为了抵消不需要的馈通电容而增加的片上中和电容器;

[0027] 图5是示出增加过小或过大中和电容对于50pF的馈通电容的影响的示例性图示;

[0028] 图6A显示了在中和电容完全抵消馈通电容时,当 F_0 和 $2 \cdot F_0$ 的力被施加到传感器时的输出电压的线性度;

[0029] 图6B显示了在中和电容大于馈通电容时,当 F_0 和 $2 \cdot F_0$ 的力被施加到传感器时的输出电压的非线性度;

[0030] 图6C显示了在中和电容小于馈通电容时,当 F_0 和 $2 \cdot F_0$ 的力被施加到传感器时的输出电压的非线性度;

[0031] 图7显示了用于自动校准过程的示例性流程图,用于使用片上中和电容来解谐(tune out)馈通电容;

[0032] 图8显示了示例性电压致动电路;

[0033] 图9显示了示例性电荷控制致动电路;

[0034] 图10显示了具有馈通和中和电容的示例性电荷控制致动电路;

[0035] 图11显示了用于自动校准过程的示例性时序图;以及

[0036] 图12显示了示例性差分电容传感器系统。

[0037] 在所有的附图中,相应的参考标记指示相应的部分。尽管本文陈述的范例以若干个形式例示了本发明的实施例,但以下公开的实施例并非旨在穷尽,或者被视为将本发明的范围局限于所公开的精确形式。

具体实施方式

[0038] 电容中和是用于在差分电路中通过使用差分电压来增加相反极性的中和电容从而抵消不需要的寄生电容的过程。图3示出了示例性差分电路,其包括第一电容核心 C_A 和第二电容核心 C_B 。第一电容核心 C_A 包括可变电容器 C_{1A} 和 C_{2A} 。第二电容核心 C_B 包括可变电容器 C_{1B} 和 C_{2B} 。图3还显示了不需要的馈通电容 C_{ft1} 、 C_{ft2} 、 C_{ft3} 、 C_{ft4} ,它们分别与所期望的感测电容

器 C_{1A} 、 C_{2A} 、 C_{1B} 、 C_{2B} 并联。图4示出了图3的示例性差分电路,具有为了抵消不需要的馈通电容而增加的片上中和电容器。以分别抵消不需要的馈通电容 C_{ft1} 、 C_{ft2} 、 C_{ft3} 、 C_{ft4} 的方式来增加中和电容器 C_{n1} 、 C_{n2} 、 C_{n3} 、 C_{n4} 。

[0039] 图5示出了在馈通电容为50pF情况下,增加过小或过大的中和电容的影响。如果我们具有中和电容器完全抵消馈通电容的理想情况,那么测量电压 V_o 就与检测质量块的位移 x 成比例,如等式(2)中所示的。如果中和电容小于馈通电容($C_n=0$ fF或 $C_n=40$ fF),那么就没有完全抵消馈通电容,测量电压 V_o 大于在理想情况下的测量电压。如果中和电容大于馈通电容($C_n=60$ fF或 $C_n=100$ fF),那么就抵消了馈通电容,具有过大的中和电容,其导致测量电压 V_o 小于在理想情况下的测量电压。图5还显示了测量电压与理想情况的偏差 ΔV_o 随着检测质量块的位移 Δx 增大而增大。因此,期望确定为了抵消馈通电容而增加的中和电容的必需量,而不增加过大的中和电容。

[0040] 一种方法是简单地估计几个部件的平均馈通电容,并插入额定中和电容以抵消平均馈通电容。但由于加工偏差和导致不适当抵消的失配,馈通和中和电容在部件之间变化。这个方法能够相对便宜并提供了一些益处,但对于特定部件不一定准确。

[0041] 抵消馈通电容的更准确但昂贵的方法是将每一个芯片放置在离心机中。于是,随着使用离心机增大加速度,可以针对多个片上中和电容器设置读取输出电压。可以使用微调比特设置片上中和电容。于是能够将对应于最线性的输出测量值相对于加速度的曲线的中和电容编程到芯片中。这个过程在测试成本和时间方面昂贵,因为它需要为每一个芯片使用离心机和用以装载芯片并扫描测量值相对于加速度的曲线的时间。

[0042] 一种用于确定中和电容的必需量的可替换方法是测量对于两个或更多个准确已知的力的测量输出的线性度。力 F_0 及其两倍 $2 \cdot F_0$ 能够被施加到检测质量块并能够测量输出中的变化,以确定在输入力与输出测量值之间的线性度。图6显示了当施加力 F_0 和 $2 \cdot F_0$ 时这个方法的三种情形。能够使用力的其他比率或更多的力,只要已知了在力之间的关系。

[0043] 图6A显示了中和电容完全抵消馈通电容 $C_n=C_{ft}$ 的理想情形。在此情况下,由力 F_0 引起的输出电压中的变化 ΔV_1 等于由力 $2 \cdot F_0$ 引起的输出电压中的变化 ΔV_2 ,这在位移与输出电压之间产生了线性关系。图6B显示了增加了过大中和电容 $C_n > C_{ft}$ 的情形。在此情况下,由力 F_0 引起的输出电压中的变化 ΔV_1 大于由力 $2 \cdot F_0$ 引起的输出电压中的变化 ΔV_2 ,这在位移与输出电压之间产生了减小的非线性关系。图6C显示了增加了过小的中和电容 $C_n < C_{ft}$ 的情形。在此情况下,由力 F_0 引起的输出电压中的变化 ΔV_1 小于由力 $2 \cdot F_0$ 引起的输出电压中的变化 ΔV_2 ,这在位移与输出电压之间产生了增大的非线性关系。从图6A-6C可以见到,如果已知了在施加的力之间的关系,那么结果得到的输出测量值的非线性度就会指示应增大还是减小中和电容,以更好地模拟理想情况的线性度。能够使用静电致动将力施加到检测质量块。

[0044] 图7显示了用于使用片上中和电容 C_{neut} 来对馈通电容进行解谐的示例性自动校准过程700。校准过程700在片上中和电容的下限 C_{min} 与片上中和电容的上限 C_{max} 之间使用二分查找法。本领域中已知的其他查找方案也能够用于查找中和电容值以抵消馈通电容。

[0045] 在块702处,通过将二分查找下限设置为片上中和电容的下限 $C_{low}=C_{min}$,将二分查找上限设置为片上中和电容的上限 $C_{high}=C_{max}$,并将查找计数器设置为1来初始化过程。

[0046] 在块704处,系统将待检验的中和电容的值 C_{neut} 设置为工作的二分查找范围的中

心 $(C_{low}+C_{high})/2$ 。在块706处,不向检测质量块施加静电致动,并记录输出值。取决于检测质量块的安装角度,这个输出会包括传感器偏移和一部分地球重力。在块708处,将静电力 F_0 施加到检测质量块,并记录输出值的变化 (ΔV_1) 。在块710处,将静电力 $2 \cdot F_0$ 施加到检测质量块,并记录输出值的变化 (ΔV_2) 。在一些条件下,可以通过使得致动的占空比为力 F_0 的占空比的两倍长来施加力 $2 \cdot F_0$ 。 F_0 的其他倍数也可以用于确定线性度。方法随后确定应增大还是减小中和电容,以更好地抵消馈通电容。能够通过增大和减小用于对中和电容进行设置的微调来实施这些步骤。

[0047] 在块712处,系统测试 ΔV_2 是否小于 ΔV_1 。在此情况下,相比于馈通电容,存在过大的中和电容。如果 ΔV_2 小于 ΔV_1 ,那么控制就转到块714,否则控制就转到块716。在块714处,系统通过将二分查找的上限设置为当前值 $C_{high}=C_{neut}$ 来减小中和电容,并且控制转到块720。

[0048] 在块716处,系统测试 ΔV_2 是否大于 ΔV_1 。在此情况下,相比于馈通电容,存在较小的中和电容。如果 ΔV_2 大于 ΔV_1 ,那么控制就转到块718,否则控制就转到块722。在块718处,系统通过将二分查找的下限设置为当前值 $C_{low}=C_{neut}$ 来增大中和电容,并且控制转到块720。

[0049] 在块720处,系统通过检查二分查找计数器是否等于 N 来检查二分查找是否完成。较大的 N 值指示在确定抵消馈通电容的中和电容中更精细的分辨率,这会提供更准确的校准。如果二分查找没有完成($Cnt < N$),那么控制就转回块704并将输出读数当作中和电容的新值。如果二分查找完成($Cnt = N$),那么控制就转到块722。

[0050] 到达块722的原因是:(a)系统确定 ΔV_2 不小于或大于 ΔV_1 ,剩下 ΔV_2 等于 ΔV_1 ;或者(b)完成二分查找。在任一情况下都将使用中和电容 C_{neut} 的最终值。

[0051] 系统还可以包括阈值线性度检验,以确保中和电容 C_{neut} 的所选值满足阈值。例如,阈值检验可以确定在 ΔV_2 与 ΔV_1 之间的差的绝对值是否小于用于中和电容 C_{neut} 的最终值的阈值线性度。

[0052] 为传感器校准而施加静电力的一种方式是通过电压致动。图8显示了示例性电压致动电路800。在电压致动下,固定电压 V 施加到传感器电容器 C_1 ,同时使传感器电容器 C_2 短路。在施加的静电力 F_e 与机械力 F_m 之间的关系能够表示为:

$$[0053] \quad F_e = \frac{1}{2} \frac{dC}{dx} V^2 * duty_cycle = kx = F_m \quad (4)$$

[0054] 求解静电力项得到:

$$[0055] \quad \frac{1}{2} \frac{C_0 d_0}{(d_0 - x)^2} V^2 * duty_cycle = kx \quad (5)$$

[0056] 等式(5)显示了对于电压致动,位移 x 不是占空比的线性函数,即,使得致动的占空比加倍不会导致检测质量块的位移加倍。因此,这个电压致动的方法没有提供作为占空比的函数的期望的线性致动。

[0057] 为传感器校准而施加静电力的另一种方式是通过电荷控制致动。图9显示了包括传感器核心的示例性电荷控制致动电路900,所述传感器核心具有可变传感器电容器 C_1 和 C_2 、放大器902、电容器 C_a 和输入电压源 V_a 。在电荷控制致动下,将传感器核心设置在放大器902的第一反馈路径中,使传感器电容器 C_2 短路,以便将电荷仅置于传感器核心的传感器电

容器C₁上。放大器902还包括第二并联反馈路径,具有开关,其在阶段Φ_{A1}期间断开。在阶段Φ_{A1}期间,复位传感器核心,收集在电容器上的恒定电荷V_a。随后在阶段Φ_{A2}期间,将电荷从电容器C_a转储到传感器电容器C₁上。在此情况下,在施加的静电力F_e与机械力F_m之间的关系可以表示为:

$$[0058] \quad F_e = \frac{Q_0^2}{2} \frac{d}{dx} \left(\frac{-1}{C} \right) * duty_cycle = kx = F_m \quad (6)$$

[0059] 求解静电力项得到:

$$[0060] \quad \frac{Q_0^2}{2} \left(\frac{1}{C_0 d_0} \right) * duty_cycle = kx \quad (7)$$

[0061] 等式(7)显示了对于电荷控制致动,位移x是占空比的线性函数,即,使得致动的占空比加倍导致检测质量块的位移加倍。这个电荷控制致动的方法好像提供了作为占空比的函数的期望的线性致动。

[0062] 以上分析显示了没有馈通电容情况下的电荷控制致动。图10显示了具有馈通和中和电容的示例性电荷控制致动电路1000。不幸的是,当包括了馈通电容C_{ft}时,电荷Q₀不仅转储到电容器C₁上,还转储到电容器C_{ft}上,并且电荷在电容器C₁与C_{ft}之间没有基于位移x而线性划分。类似的中和原理也可以用于电荷控制电路1000。理论上,如果C_{ft}=C_{neut},那么就存在完全抵消,电荷控制是完全线性的。但如果C_{ft}≠C_{neut},那么就是非线性的。幸运的是,这个抵消非线性度与由馈通电容C_{ft}引起的馈通非线性度在相同方向上。因此,这个抵消非线性度能够实际上有助于中和,因为如果C_{ft}抵消中存在误差,这个抵消误差使得馈通误差显得更大,并且当C_{ft}=C_{neut}时,不存在抵消或馈通误差。

[0063] 图11中显示了用于自动校准过程的示例性时序图。图12中显示了示例性差分电容传感器系统。在自动校准过程中,将时间分为致动阶段Φ_A和测量阶段Φ_M。在致动阶段期间的说明参考图10的电路,测量阶段期间的说明参考图12的电路。为了清楚,在图12的电路中没有显示图10的电路。本领域技术人员会理解,会存在与传感器开关并联的其他开关,其实现了致动。这些开关在图12中没有显示。图12仅显示了在测量阶段期间的电路。包括图12中的所有开关会使得图12极为复杂。因此,图12显示了测量阶段期间的传感器和电容-电压电路,图10显示了致动阶段期间的传感器和致动电路。没有显示与将传感器连接到致动放大器1002或电容-电压放大器的开关有关的一些细节,例如在测量阶段期间将传感器与电容器C_a断开连接。

[0064] 在致动阶段期间,按照图10所示的连接传感器。对于差分传感器系统,按照图10所示的连接每一个电容器核心C_A和C_B。致动阶段Φ_A进一步分为两个子阶段Φ_{A1}和Φ_{A2}。在致动阶段期间,传感器与前端断开连接,所以Φ₂等于0。在子阶段Φ_{A1}期间,复位传感器,并在电容器C_a上收集恒定电荷。随后在子阶段Φ_{A2}期间,将电荷转储到MEMS电容器C₁上。致动力与T_w线性地成比例,T_w是致动子阶段Φ_{A2}的持续时间或占空比。随后在致动阶段的最后部分期间,Φ_{A1}为高,复位电容器,以提供为零的力,并使它们为测量阶段做好准备。在差分系统中,致动力能够几乎同时施加到两个核心,以模拟工作中力的施加。

[0065] 在测量阶段期间,按照图12所示的连接传感器。将测量阶段Φ_M分为两个子阶段:Φ₁和Φ₂。在第一子阶段Φ₁期间,MEMS电容器连接到电容传感器系统的前端,作为电压V₀由系统读取位移。在第二子阶段Φ₂期间,将电压施加到传感器,以使得在核心C_A和C_B的检测质

量块上不存在导致错误致动的净静电力(net electrostatic force)。

[0066] 通过在致动与测量阶段之间交替,能够以极高速度(例如100kHz)进行准确的低噪声测量。

[0067] 以前没有报道过将电荷控制致动用于线性致动。电荷控制可以用于线性致动免除不需要的振动,所述振动导致传感器的检测质量块抖动。

[0068] 连续自检是检验在工作期间传感器连续适当运行的技术。在连续自检中,背景信号(力)连续施加到传感器上。这个背景信号经常是伪随机信号,例如方波或正弦波。通过测量检测质量块的位移,可以由换能器系统读取由这个背景信号导致的输出信号。如果输出信号在针对背景信号所期望的某些操作限度内,那么就可以假定传感器正常工作。如果输出信号超出了某些警告限度,那么就可以假定传感器故障,不能用于做出安全关键性决策。在汽车应用中,安全关键性决策的示例是检测刹车并按照传感器信号在齿轮上选择性地施加制动。

[0069] 线性致动在自检应用中是重要的。例如,在汽车中存在许多振动,它们是在传感器带宽内的几十个重力(g)。用于加速度计的示例性传感器带宽常常小于5kHz。这些多g振动可以导致检测质量块抖动。如果在自检期间,检测质量块的致动是非线性的(即,致动力取决于检测质量块的位移),这些振动就可以与致动

[0070] 信号混合,并改变用于传感器的DC值,使得随后的读数不准确。非线性致动的示例是等式(5)中所示的电压致动。由电压致动引起的静电力是检测质量块位移平方 x^2 的函数,所以在自检期间导致检测质量块抖动的这些振动可以导致不准确的结果。

[0071] 线性致动可以在连续自检期间避免对用于传感器的DC值的这个变化。线性致动的示例是等式(7)中所示的电荷控制致动。由电荷控制致动引起的静电力不是检测质量块位移 x 的函数。所以在自检期间导致检测质量块抖动的振动不会影响自检。因此,即使在传感器上存在多g振动,自检也可以在工作过程中提供准确的结果。

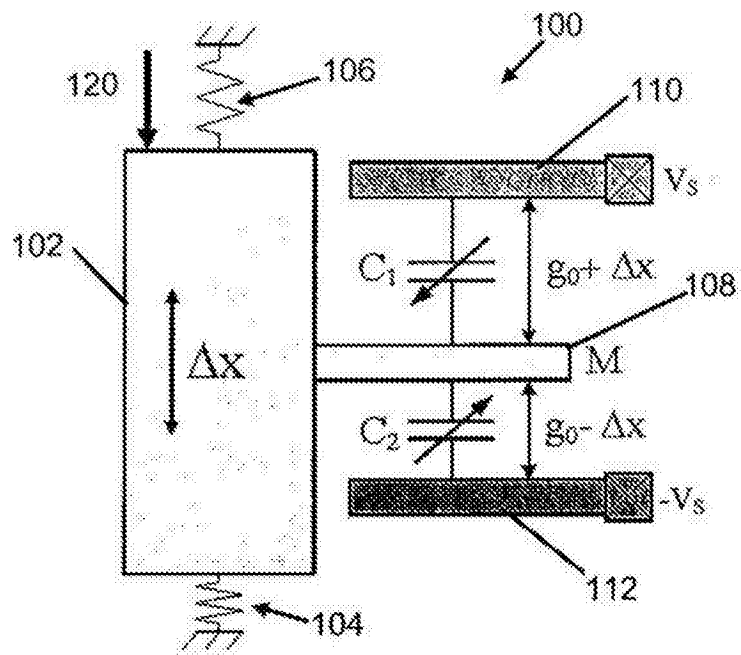


图1

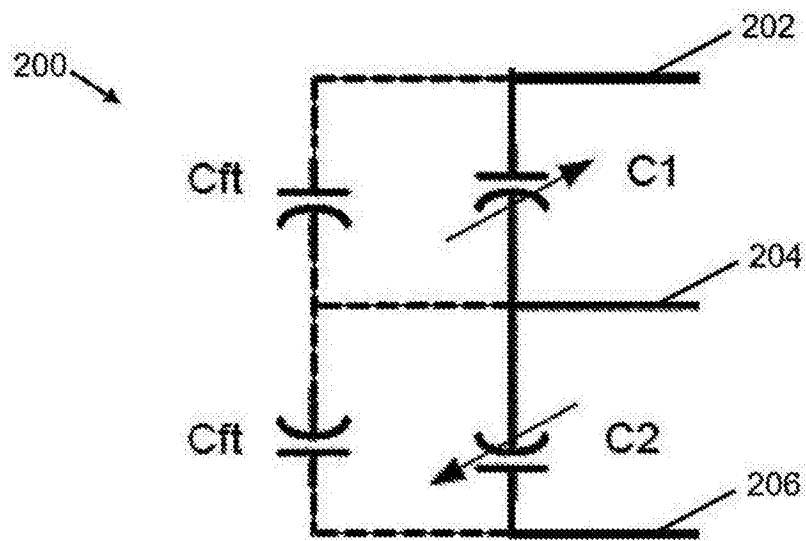


图2

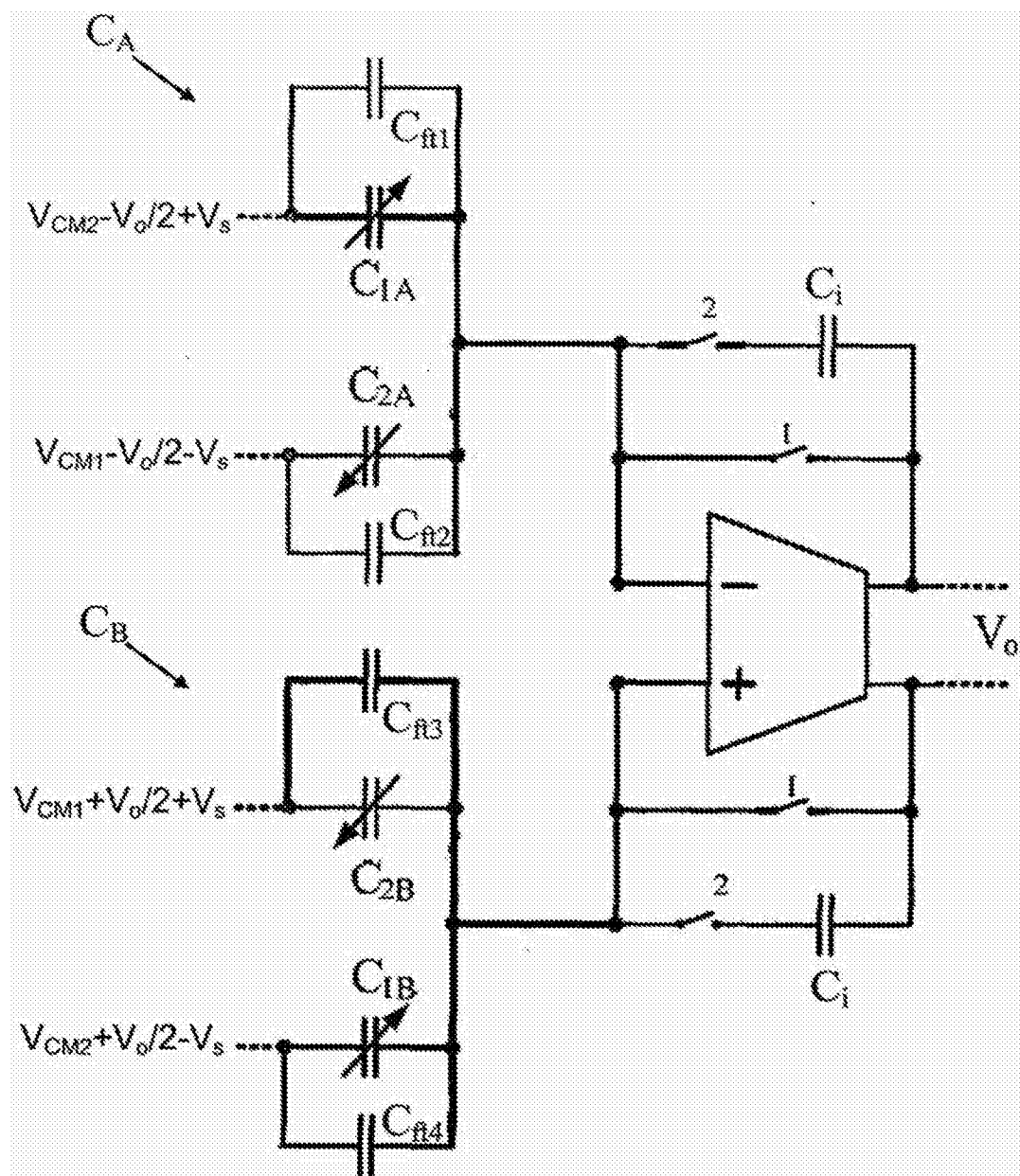


图3

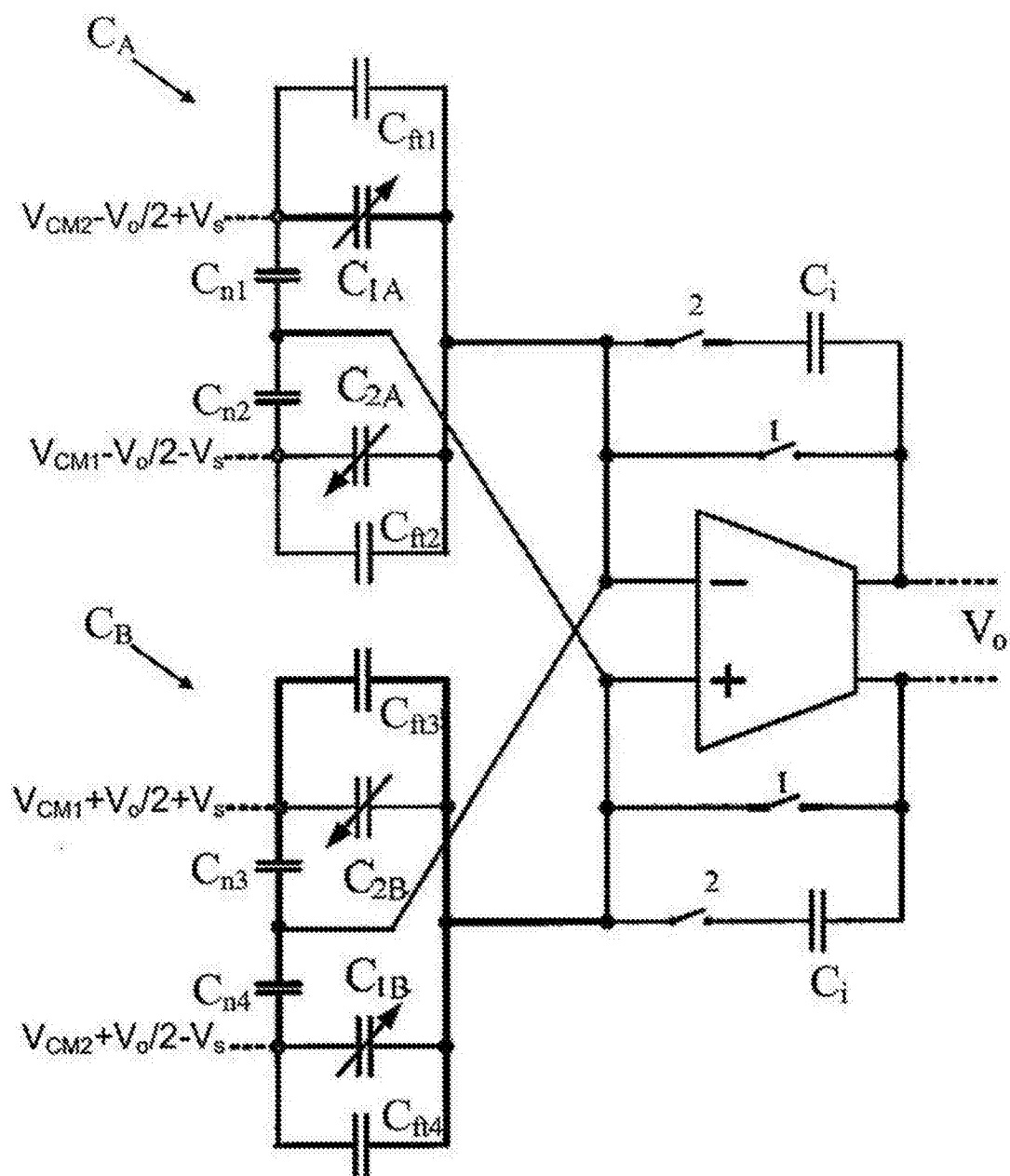


图4

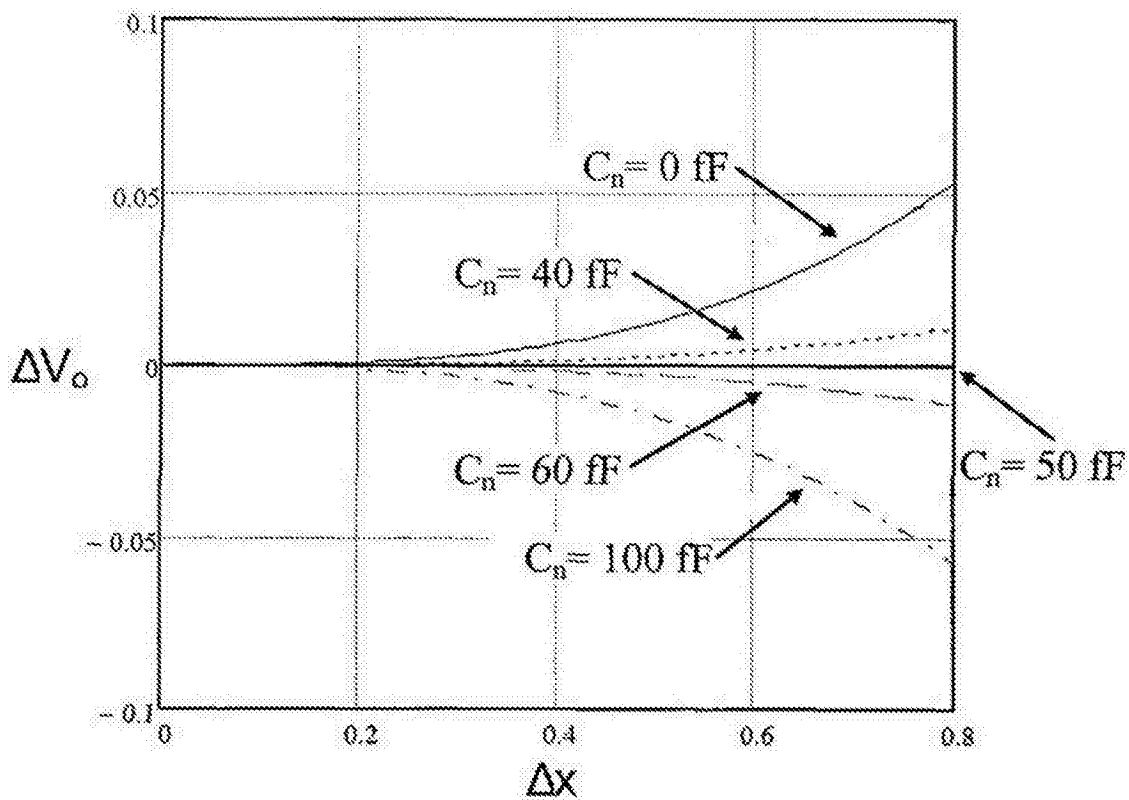


图5

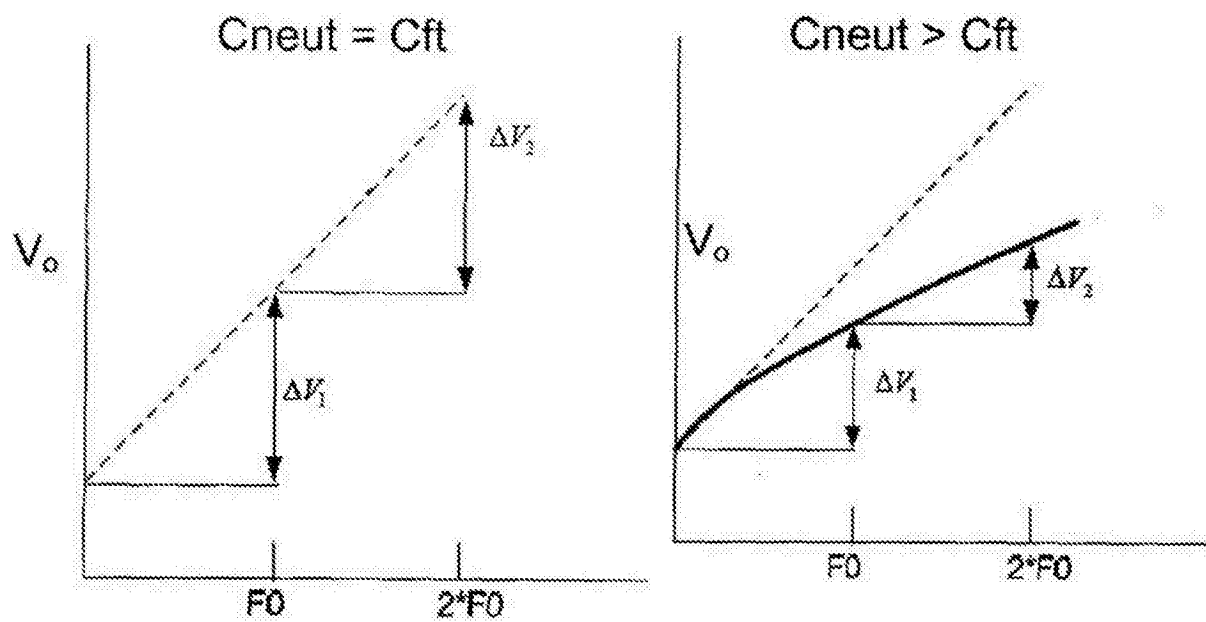


图6A

图6B

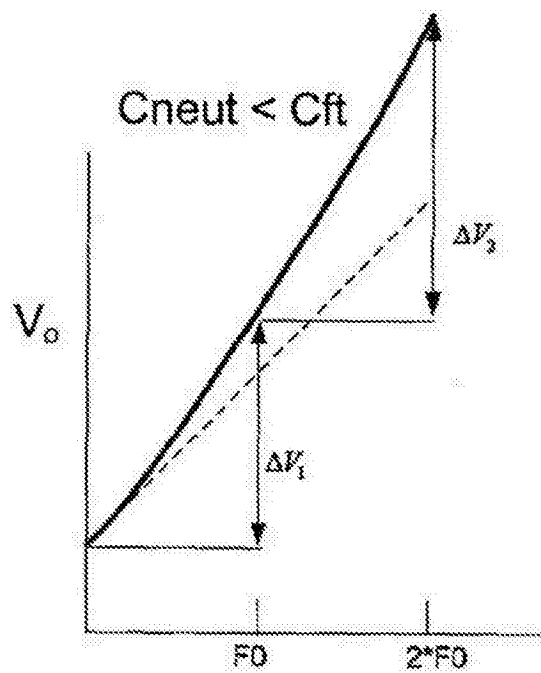


图6C

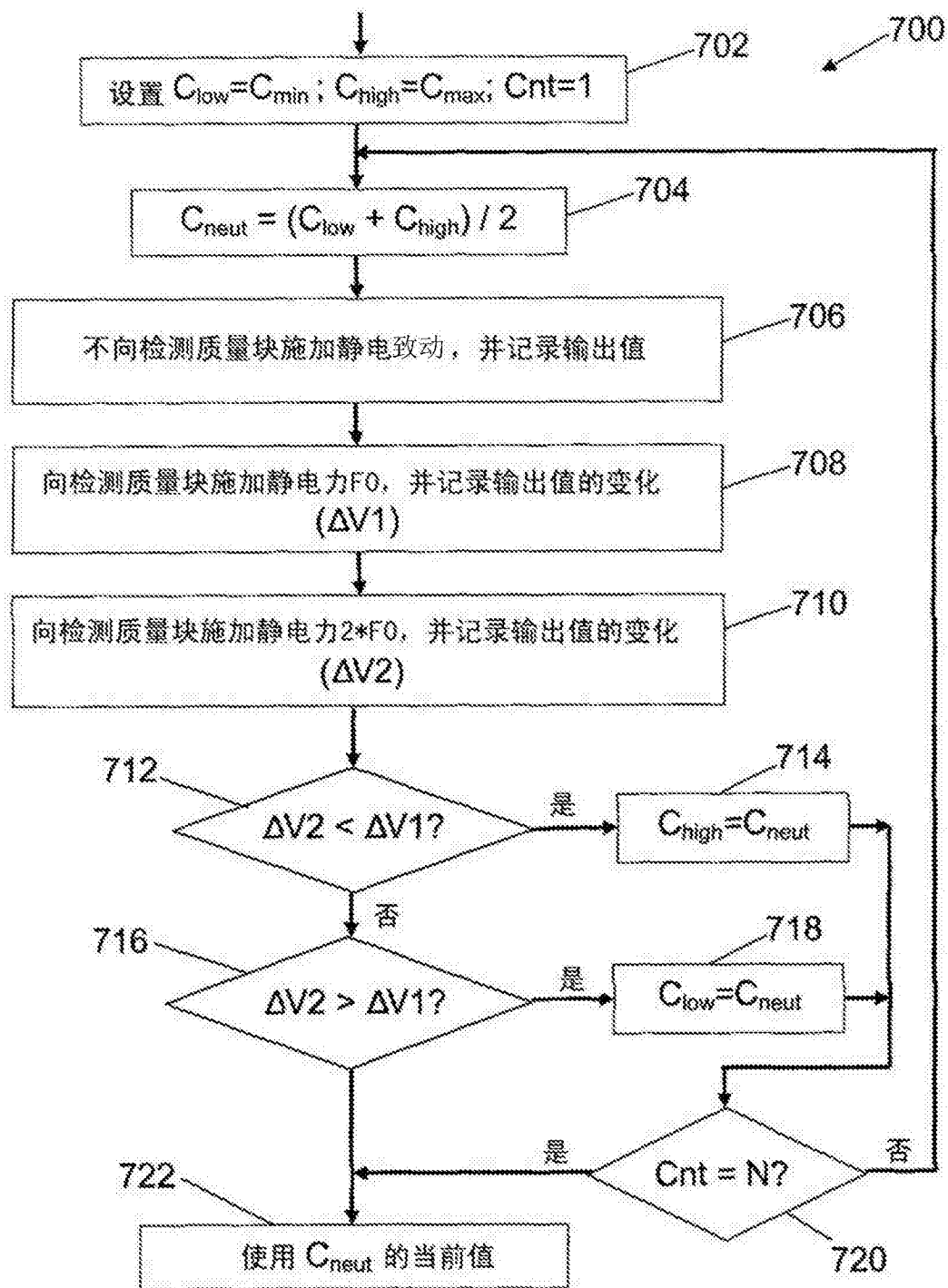


图7

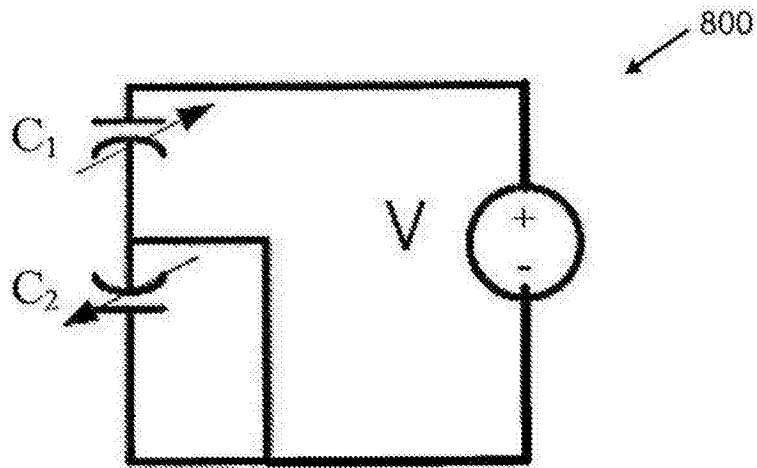


图8

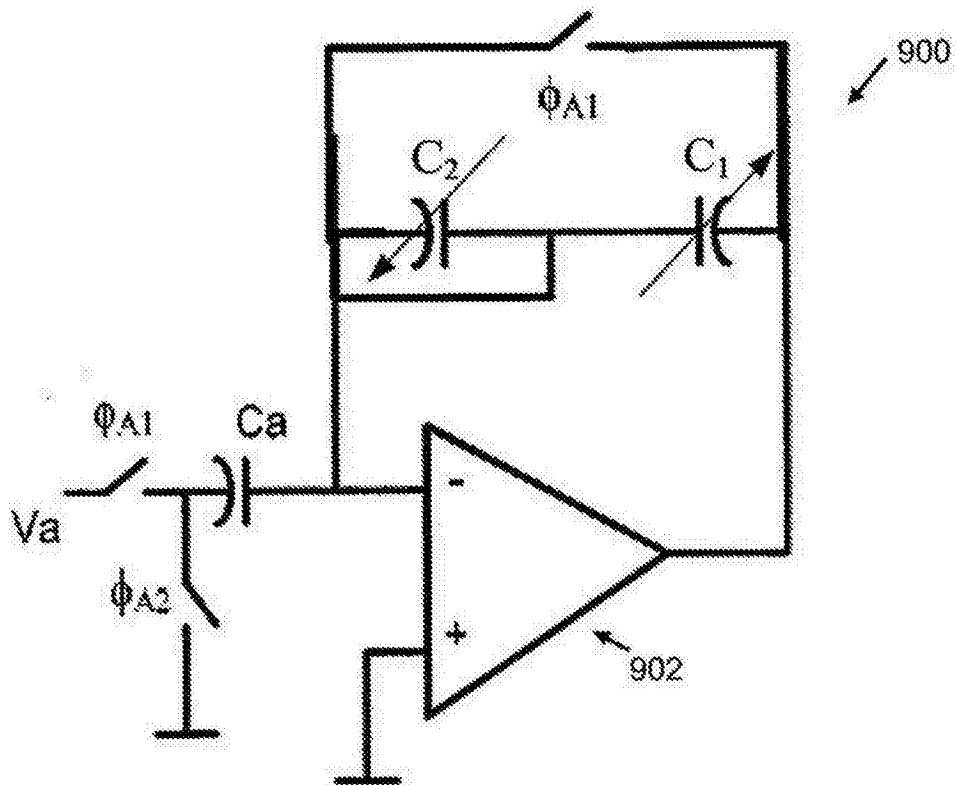


图9

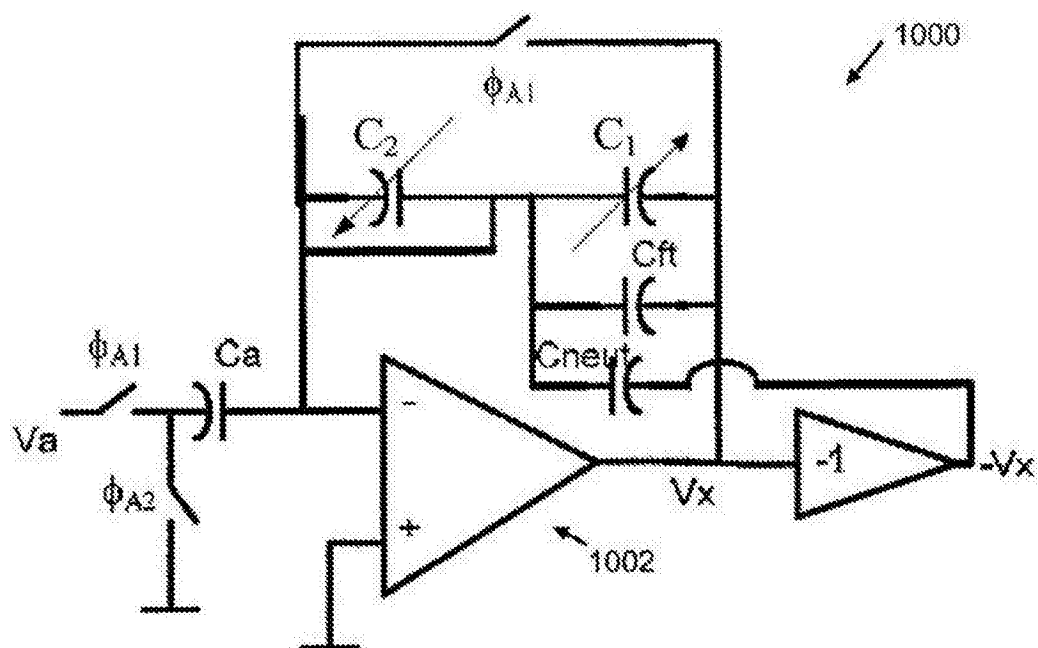


图10

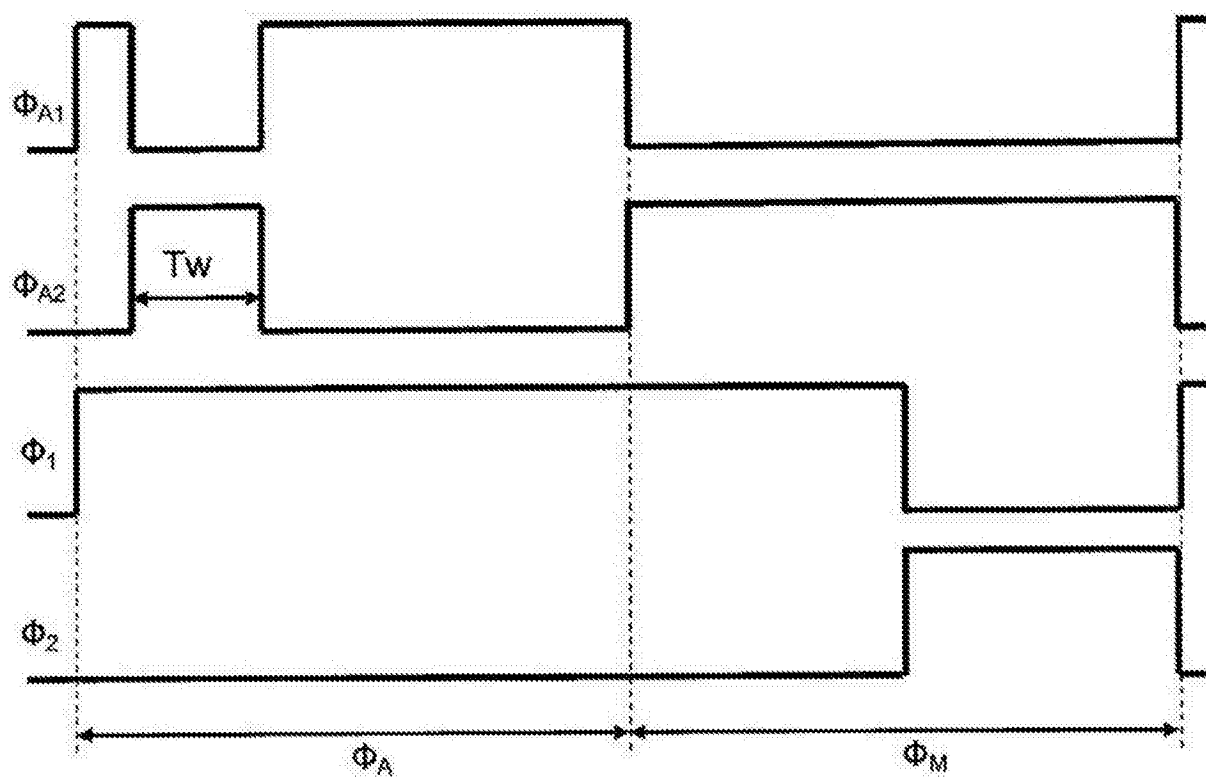


图11

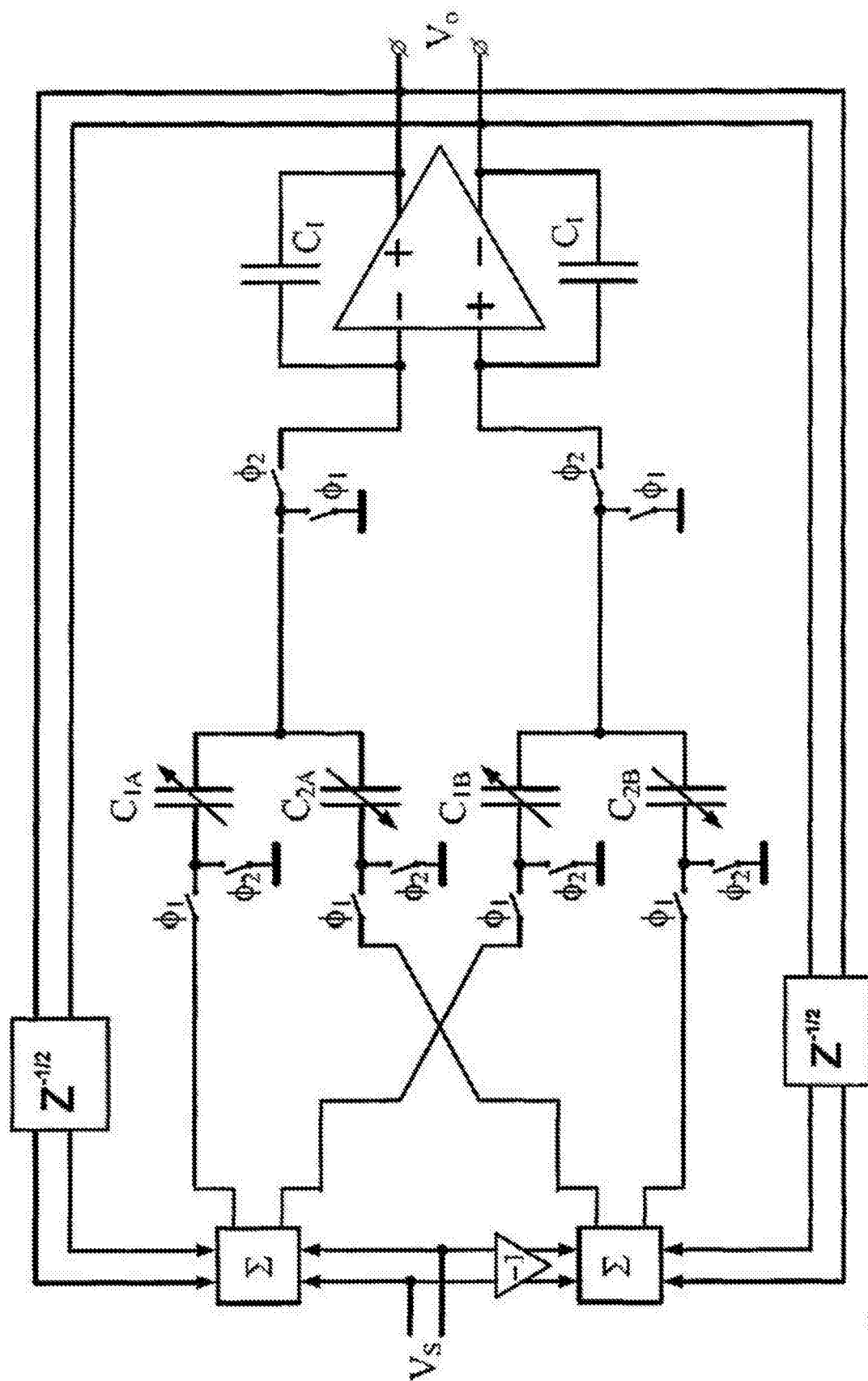


图12