



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102187236 A

(43) 申请公布日 2011. 09. 14

(21) 申请号 200980141593. 0

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2009. 09. 16

G01R 27/02(2006. 01)

G01R 19/02(2006. 01)

(30) 优先权数据

61/099, 650 2008. 09. 24 US

61/157, 715 2009. 03. 05 US

61/187, 050 2009. 06. 15 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 04. 19

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2009/057114 2009. 09. 16

(87) PCT申请的公布数据

W02010/036545 EN 2010. 04. 01

(71) 申请人 3M 创新有限公司

地址 美国明尼苏达州

(72) 发明人 伯纳德·0·吉安

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理

有限公司 11112

代理人 陈源 张天舒

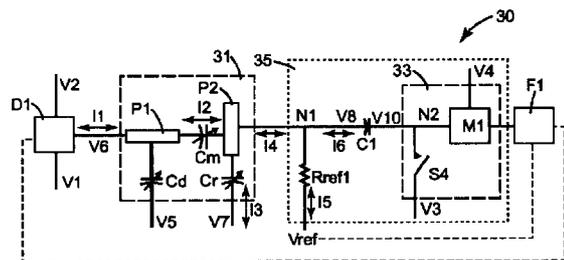
权利要求书 4 页 说明书 17 页 附图 12 页

(54) 发明名称

互电容测量电路和方法

(57) 摘要

一种用于测量与触敏装置的驱动电极和接收电极之间的电容有关的参数的装置。该装置包括：累积电容器，其一端接于电压测量电路另一端接于接收电极；以及控制电路，其被构造并布置成在测量序列的每个周期期间将参考电压连接到第一节点，该第一节点将累积电容器电连接到电压测量电路。该装置还包括电阻电路，其构造并布置成在测量序列期间从电连接在累积电容器和接收电极上的第二节点吸收电流。



1. 一种用于测量与触敏装置的驱动电极和接收电极之间的电容有关的参数的装置,所述装置包括:

累积电容器,其一端连接于电压测量电路另一端连接于所述接收电极;

控制电路,其构造并布置成在测量序列的每个周期期间将参考电压连接到第一节点,所述第一节点将所述累积电容器电连接到所述电压测量电路;以及

放电电路,其构造并布置成在所述测量序列期间从电连接到所述累积电容器和所述接收电极的第二节点吸收电流。

2. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述放电电路包括电阻器。

3. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述放电电路包括晶体管。

4. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述控制电路还构造成在驱动所述驱动电极的电压的一个正转变或负转变期间将所述参考电压连接到所述第一节点,当所述参考电压连接到所述第一节点时发生驱动所述驱动电极的电压的转变。

5. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述控制电路还构造成计数所述第一节点的电压越过所述电压测量电路的阈值电压所需的测量序列的周期数。

6. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述累积电容器构造成在所述测量序列的每个周期期间累积电荷,并且与所述驱动电极和所述接收电极之间的电容有关的所述参数是所述驱动电极和所述接收电极之间的所述电容。

7. 根据权利要求 6 所述的装置,其中所述控制电路还构造成在所述测量序列的固定数量的周期内对所述累积电容器充电,并且所述电阻电路还构造成将所述第二节点连接到在所述固定数量的周期期间固定的第二参考电压上,并且其中所述控制电路还构造成在所述固定数量的周期结束时改变所述第二参考电压,直到所述第一节点上的电压越过所述电压测量电路的阈值电压。

8. 根据权利要求 7 所述的装置,其中所述控制电路还构造成计数在固定数量的周期后所述第一节点上的电压越过所述电压测量电路的所述阈值电压所需的测量序列的周期数。

9. 根据权利要求 1 所述的装置,还包括构造并布置成产生交流波形来驱动所述驱动电极的驱动电路,并且其中所述交流波形的周期对应于所述测量序列的周期,并且所述控制电路还构造成在所述交流波形的负或正转变期间将所述参考电压连接到所述第一节点上。

10. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述电压测量电路是模数转换器,并且与所述驱动电极和所述接收电极之间的电容有关的参数是电容比。

11. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述累积电容器通过不包括电开关元件的连接部件直接连接到所述接收电极。

12. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述驱动电极和所述接收电极共同位于接触传感器表面的下方。

13. 根据权利要求 1 所述的装置,其中所述驱动电极设于触针内,并且有至少一个接收电极在所述触敏装置中。

14. 一种用于测量与驱动电极和接收电极之间的电容有关的参数的装置,所述装置包括:

具有两个端子的采样电容器,所述两个端子中的一个通过不包括电开关元件的连接部件直接连接到所述接收电极;

电压测量电路,其直接连接到所述采样电容器的所述两个端子中的另一个;

第一参考电压;

第二参考电压,

放电电路,其一个端子连接到所述接收电极,而另一个端子连接到第一参考电压;

至少一个电开关元件,其具有相应的闭合状态,在所述闭合状态其将所述采样电容器的另一端子连接到所述第二参考电压,所述开关元件还具有相应的断开状态,在所述断开状态其不将另一端子连接到所述第二参考电压;以及

开关控制器,其用于在测量序列期间的选定期间闭合至少一个电开关元件。

15. 根据权利要求 14 所述的装置,其中所述放电电路包括电阻器。

16. 根据权利要求 14 所述的装置,其中所述放电电路包括晶体管开关元件。

17. 根据权利要求 13 所述的装置,还包括构造成在所述测量序列期间改变所述第一参考电压的电压调制电路。

18. 根据权利要求 17 所述的装置,其中所述电压调制电路构造成在所述测量序列期间以恒定速率改变所述第一参考电压。

19. 根据权利要求 14 所述的装置,还包括构造成在所述测量序列之后改变所述第一参考电压的电压调制电路。

20. 根据权利要求 19 所述的装置,其中所述电压调制电路构造成在测量序列之后以恒定速率改变所述第一参考电压。

21. 一种感测邻近耦合电容器并通过介电层与所述耦合电容器间隔开的物体的存在的基于电路的方法,所述耦合电容器包括驱动电极和接收电极,所述驱动电极电连接到提供多个电压周期的信号发生器,所述接收电极通过电阻器连接到第一参考电压并连接到电容器的第一端子,所述电容器的第二端子连接到开关并连接到电压测量电路,所述方法包括如下步骤:

a. 控制所述开关,以将所述电容器的第二端子连接到第二参考电压;

b. 在所述电压周期中的一个电压周期的第一预定部分期间控制所述开关,以将所述电容器的所述第二端子连接所述第二参考电压,从而在所述接收电极和所述电容器之间转移电荷;

c. 在所述电压周期中的所述一个电压周期的第二预定部分期间控制所述开关,以将所述电容器的所述第二端子从所述第二参考电压断开;以及

d. 执行测量序列,所述测量序列包括如下步骤之一:

i. 将所述电容器的第二端子上的电压与阈值电压比较,并在所述电压周期的一些额外周期重复步骤 b)、c) 和 d),直到所述电容器的第二端子上的电压越过所述阈值,或者

ii. 在预定数量的所述电压周期内重复步骤 b) 和 c),然后测量所述电容器的第二端子上的电压。

22. 根据权利要求 21 所述的基于电路的方法,其中步骤 d) 包括如下步骤:将所述电容器的第二端子上的电压同阈值比较,并重复步骤 b)、c) 和 d),直到所述电容器的第二端子上的电压越过所述阈值。

23. 根据权利要求 21 所述的基于电路的方法,其中步骤 d) 包括如下步骤:在预定数量的所述电压周期内重复步骤 b) 和 c),然后测量所述电容器的第二端子上的电压。

24. 根据权利要求 21 所述的基于电路的方法,还包括在所述测量序列期间改变所述第一参考电压。

25. 根据权利要求 21 所述的基于电路的方法,其中改变所述第一参考电压包括在所述测量序列期间以恒定速率改变所述第一参考电压。

26. 根据权利要求 21 所述的基于电路的方法,其中所述驱动电极耦合到多个接收电极,所述接收电极中的每一个通过电阻器连接到所述第一参考电压并连接到电容器的第一端子,所述电容器的第二端子连接到开关并连接到电压测量电路,并且其中步骤 a)、b)、c) 和 d) 同时对于所述接收电极中的每一个执行。

27. 一种用于测量驱动电极和接收电极之间的电容的装置,所述装置包括:

至少三个开关元件,所述至少三个开关元件中的每一个既有相应断开状态又有单独的相应闭合状态,并且所述至少三个开关元件中的每一个电连接到三个不同参考电压中的一个;

具有两个端子的采样电容器,所述两个端子中的邻近的一个通过不包括所述开关元件之一的连接部件连接到所述接收电极,并且所述端子中的另一个远离所述接收电极;

电压测量电路,其通过不包括所述开关元件之一的连接部件连接到所述采样电容器的端子中的另一个,所述测量电路包括逻辑门和电压比较器中的一个;以及

控制器,其用于操作所述三个开关元件,以使在任何时候所述三个开关元件中的至少一个处于其相应闭合状态,

其中:

所述三个开关元件的第一个当处于其闭合状态时将所述驱动电极连接到第一参考电压,并且当处于其断开状态时将所述驱动电极与所述第一参考电压断开;

所述三个开关元件的第二个当处于其闭合状态时将所述驱动电极连接到第二参考电压,并且当处于其断开状态时将所述驱动电极从所述第二参考电压断开;以及

所述三个开关元件的第三个当处于其闭合状态时将所述采样电容器的远侧端子连接到第三参考电压,并且当处于其断开状态时将所述远侧端子与所述第三参考电压断开。

28. 一种用于测量第一电极和至少一个第二电极之间的电容的方法,其包括:

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第一电极上;

在开关控制的多个充电周期内从所述第二电极累积代表电荷的第一信号,在所述充电周期期间固定频率的负电压转变被加到所述第一电极上;以及

在开关控制的多个放电周期内从所述第二电极累积代表电荷的第二信号,在所述放电周期期间固定频率的正电压转变被加到所述第一电极上;以及

使用所述累积的第一和第二信号来确定代表所述第一电极和所述第二电极之间的电容的值。

29. 根据权利要求 28 所述的方法,还包括:

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第二电极上;

在开关控制的多个充电周期内从所述第一电极累积代表电荷的第三信号,在所述充电周期期间固定频率的负电压转变被加到所述第二电极上;以及

在开关控制的多个放电周期内从所述第一电极累积代表电荷的第四信号,在所述放电周期期间固定频率的正电压转变被加到所述第二电极上;以及

使用所述累积的第三和第四信号来确定代表所述第一电极和所述第二电极之间的电容的值。

30. 一种用于测量驱动电极和接收电极之间的电容的装置,其包括:

两个或更多个开关,其具有断开状态和闭合状态,并被构造成使得所述两个或更多个开关的断开和闭合状态的第一配置将正电压施加到所述驱动电极,并且所述两个或更多个开关的断开和闭合状态的第二配置将固定频率的负电压施加到所述驱动电极;

控制电路,其被构造成控制所述两个或更多个开关;

一个或多个信号累积器,其设置为在断开和闭合状态的所述第一配置下在所述接收电极的充电期间累积代表将要测量的所述电容的第一信号,并在断开和闭合状态的所述第二配置下在所述接收电极的放电期间累积代表将要测量的所述电容的第二信号;以及

测量电路,其被构造成使用所述累积的第一信号和所述累积的第二信号来确定表示要测量的电容的值。

31. 一种以电容方式感测邻近触敏装置的物体的存在和位置的方法,所述触敏装置具有第一电极阵列和第二电极阵列,其中各个阵列具有对地电容和阵列间电容,所述方法包括:

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第一阵列的至少一个电极上;

从所述第二阵列的至少一个电极测量代表所述第二阵列的至少一个电极的电容的第一信号;

根据所述第一信号确定所述第二阵列中的哪些电极接近物体;

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第二阵列的至少一个电极上;

从所述第一阵列的至少一个电极测量代表所述第一阵列的至少一个电极的电容的第二信号;以及

根据所述第二信号确定所述第一阵列中的哪些电极接近物体。

32. 一种包含计算机执行指令的存储介质,当计算机结合具有第一电极阵列和第二电极阵列的触敏装置执行所述计算机执行指令时,其中各个阵列具有对地电容和阵列间电容,所述计算机执行指令使得以下步骤被执行:

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第一阵列的至少一个电极上;

从所述第二阵列的至少一个电极测量代表所述第二阵列的至少一个电极的电容的第一信号;

根据所述第一信号确定所述第二阵列中的哪些电极接近物体;

将开关控制的一系列电压脉冲加到所述第二阵列的至少一个电极上;和

从所述第一阵列的至少一个电极测量代表所述第一阵列的至少一个电极的电容的第二信号;和

根据所述第二信号确定所述第一阵列中的哪些电极接近物体。

互电容测量电路和方法

[0001] 相关专利申请的交叉引用

[0002] 本专利文件要求享有 2008 年 9 月 24 日提交的名称为“互电容测量电路和方法”的美国临时专利申请 Serial No. 61/099, 650、2009 年 3 月 5 日提交的名称为“互电容测量电路和方法”的美国临时专利申请 Serial No. 61/157, 715 以及 2009 年 6 月 15 日提交的名称为“互电容测量电路和方法”的美国临时专利申请 Serial No. 61/187, 050 在 35 U. S. C. § 119(e) 下的权益。

技术领域

[0003] 本发明总体涉及电容测量电路和方法，并涉及利用电容测量电路和方法的系统，例如电容式触摸传感系统。

背景技术

[0004] 触敏装置通过减少或消除了对机械按钮、小键盘、键盘和指向装置的需求，而允许用户方便地与电子系统和显示器进行交互。例如，用户只需要在由图标标识的位置触摸即显触摸屏，即可执行一系列复杂的指令。

[0005] 有若干类型的技术用于实现触敏装置，包括（例如）电阻、红外、电容、表面声波、电磁、近场成像等。人们已经发现电容式触敏装置在大量应用中有很好的效果。在许多触敏装置中，当传感器内的导电物体电容耦合到导电性触摸工具（例如用户的手指）时，感测输入。通常，每当两个导电构件彼此接近而未实际接触时，其电场相互作用而形成电容。就电容式触敏装置而言，手指之类的物体接近触敏表面时，该物体和靠近该物体的感测点之间会形成微小的电容。通过检测每一个感测点上的电容改变并记录感测点的位置，传感电路能够识别多个物体并随着其在整个触摸表面上移动而确定物体的特性（例如位置、压力、方向、速度、加速度等等）。

发明内容

[0006] 本发明的一个方面涉及一种基于开关电容的电容式控制器，该控制器测量互电容和 / 或对地电容以确定触摸位置，并涉及操作控制器来测量互电容、对地电容和 / 或电容比的方法。

[0007] 本发明总体上涉及电容测量电路，所述电路可测量电极间的电容和电极对地的电容，其中电容的充放电可用一系列的开关控制周期来执行，在所述开关控制周期过程中，电压信号被加到至少一个被驱动电极上，并测量至少一个被测电极上的信号。

[0008] 通过一个实施例，提供了一种用来测量与触敏装置的驱动电极和接收电极之间的电容有关的参数的装置。该装置包括：累积电容器，其一端接于电压测量电路另一端接于接收电极；以及控制电路，其构造并布置成在测量序列的每个周期中将基准电压连接到将累积电容器电连接于电压测量电路的第一节点上。该装置还包括电阻电路，其构造并布置成在测量序列期间从电连接在累积电容器和接收电极上的第二节点吸收电流。

[0009] 本发明的一些实施例还与以双极方式（也就是说，通过用从第一电极 P1 流到第二电极 P2 的电流并且还用从第二电极 P2 流到第一电极 P1 的电流来测量电极之间的电容）进行的测量有关。采用双极性测量的某些实施例可以降低对低频噪声的易感性。

[0010] 本发明的一些实施例还涉及对于将电荷累积到由比较器阈值建立的电平所需的电压转换周期数的测量。根据本发明的一些实施例，开关和比较器功能可以用标准的并行输入 / 输出逻辑电路来实现，并且电阻和电荷累积功能可以用低价且容易获得的元件来实现。

[0011] 在某些实施例中，本发明还提供可以将更长期间内的时间平均为零的电压加到开关元件上的电容测量电路和方法，其可以改进测量的线性度并降低测量对寄生电容的易感性。

[0012] 在某些实施例中，本发明还提供可以将更长期间内时间平均为零的电压加到电极上的电容测量电路和方法。

[0013] 在某些实施例中，本发明还提供可以将不同相位的同步电压施加到多个被驱动电极上并测量两个或更多被驱动电极和一个或多个接收电极之间的电容差值的电容测量电路和方法。

[0014] 在某些实施例中，本发明还提供了这样的电容测量电路和方法：其将电压施加到第一阵列的两个或更多电极并测量第二阵列的两个或更多电极间的电容改变，然后分辨第二阵列的被接触电极，之后将电压顺序地施加到第二阵列的被接触电极并测量第一阵列的两个或更多电极间的电容差值，从而以最少的测量数分辨出第一阵列和第二阵列的所有交叉点处的触摸位置。

[0015] 照这样，本发明可以提供低成本的并容易集成到标准逻辑电路、微处理器、门阵列或专用集成控制器（ASIC）中的增强电容测量电路。

附图说明

[0016] 结合附图并参照下文中多个实施例的具体实施方式，可以更全面地理解和领会本发明，其中：

[0017] 图 1 是用于测量两个接近的电极之间的互电容的电路。

[0018] 图 2 是用于测量四个被驱动电极和四个接近的接收电极之间的互电容的电路。

[0019] 图 3a 是用于测量互电容的装置的框图。

[0020] 图 3b 是用于测量电极之间的互电容的电路图。

[0021] 图 4a 是本发明的实施例的模拟波形的示图。

[0022] 图 4b 是本发明的实施例的模拟波形的示图。

[0023] 图 5 示出用于测量电极之间的互电容的电路。

[0024] 图 6 示出用于测量电极之间的互电容的电路。

[0025] 图 7 是本发明的实施例的模拟波形的示图。

[0026] 图 8 是本发明的实施例的模拟波形的示图。

[0027] 图 9 是用于使用多个具有不同相位的被驱动信号来测量电极间互电容的电路。

[0028] 图 10a 是用于测量电极之间的互电容并用于测量电极的互电容与对地电容之比的电路。

[0029] 图 10b 是用于测量电极之间的互电容并用于测量电极的互电容与对地电容之比的电路。

[0030] 图 10C 是用于测量电极之间的互电容、用于测量电极的互电容与对地电容之比并用于测量电极阵列与触针电极之间的互电容的电路。

[0031] 图 11 是用于测量电极的对地电容的电路。

[0032] 在下文对所举例说明的实施例的叙述中将参考构成本发明一部分的附图,并且其中通过举例说明示出多个可以在其中实施本发明的实施例。应当理解,在不脱离本发明范围的前提下,可以利用这些实施例,并且可以进行结构上的修改。

具体实施方式

[0033] 本发明的诸方面总体上涉及电容测量电路,这些电路测量电极间的电容和电极对地的电容,其中电容器的充放电用一系列开关控制周期来执行,其间电压信号被加到至少一个被驱动电极上,并测量至少一个被测电极上的信号。

[0034] 本领域普通技术人员不难明白,随着计算机和芯片技术的快速变化,基于截至描述这些实施例时的市售设备的信息密度、存储容量、速度、数据传输率、端口数量、位大小等所有的值仅仅是示例性的。预期计算机、芯片、硬件和软件的特性和格式会有改进,并且这些改进预计会被用于本发明的基础实施方法。图示和图解旨在说明本发明的公开内容,并未按比例绘制。开关均为先断后合。在以下说明的实施例的描述中,使用本专利内一致的下列定义。

[0035] 触摸意指导电元件的靠近,导电元件可以是手指、金属物体、触针或其他导电材料。触摸中使用的手指或导电物体通过电容和 / 或电阻 (通常为数百至数千皮法) 接地,除非另作说明。

[0036] 电极意指可通过电信号激励的导电物体,结果产生对接触的接近度敏感的电场。

[0037] IO 或 I/O 意指输入 / 输出,例如 I/O 装置,其为能够接收输入电信号并发送输出电信号的装置。

[0038] ↑ 表示电信号从某个电压正向转变到更高的电压。

[0039] ↓ 表示电信号从某个电压负向转变到更低的电压。

[0040] ADC 或 A/D 转换器是将电信号转换为数字形式的装置 (“模 / 数转换器”)。例如,某个电压可以被转换成代表该电压的二进制数。ADC 方法包括逐次逼近法、定时斜率转换器、复式斜率转换器、 $\Sigma - \Delta$ 转换器、包括逻辑门的电压比较器以及本领域已知的其他方法。

[0041] DAC 或 D/A 转换器是将数字值转换为电信号的装置 (“数 / 模转换器”)。例如,一个 16 字节的二进制数可被转换为某个模拟电压。

[0042] 地 (Gnd) 意指公共电基准点,其可以为地球地的电压,或可以为局部公共电压。

[0043] 互电容 (C_m) 是两个电极或两个导体之间的电容

[0044] VDC = 恒常固定电压。

[0045] 本发明的一些实施例还与以双极方式 (也就是说,通过用从第一电极 P1 流到第二电极 P2 的电流并且也用从第二电极 P2 流到第一电极 P1 的电流来测量电极之间的电容) 进行的测量有关。采用双极性测量的某些实施例可以降低对低频噪声的易感性。

[0046] 本发明的一些实施例还涉及对于将电荷累积到由比较器阈值建立的电平所需的电压转换周期数的测量。根据本发明的一些实施例,开关和比较器功能可以用标准的并行输入/输出逻辑电路来实现,并且电阻和电荷累积功能可以用低价且容易获得的元件来实现。

[0047] 在某些实施例中,本发明还提供可以将更长期间内时间平均为零的电压加到开关元件上的电容测量电路和方法,其可以改进测量的线性度并降低测量对寄生电容的易感性。

[0048] 在某些实施例中,本发明还提供可以将更长期间内时间平均为零的电压施加到电极的电容测量电路和方法。

[0049] 在某些实施例中,本发明还提供可以将不同相位的同步电压施加到多个被驱动电极上并测量两个或更多被驱动电极和一个或多个接收电极之间的电容差值的电容测量电路和方法。

[0050] 在某些实施例中,本发明还提供了这样的电容测量电路和方法:其将电压施加到第一阵列的两个或更多电极并测量第二阵列的两个或更多电极间的电容改变,然后分辨第二阵列的被接触电极,之后将电压顺序地施加到第二阵列的被接触电极上并测量第一阵列的两个或更多电极间的电容差值,从而以最少的测量数分辨出第一阵列和第二阵列的所有交叉点处的触摸位置。

[0051] 照这样,本发明可以提供低成本的并容易集成到标准逻辑电路、微处理器、门阵列或专用集成控制器(ASIC)中的增强电容测量电路。

[0052] 图1是用于测量两个电极12和13之间的互电容 C_m 的装置10的简化示意图。测量电路18和驱动电路19连接到接收电极12和驱动电极13,并用来测量 C_m 。用于测量电容的装置可以采用如下形式:电容式输入(例如触摸)装置(例如按钮和开关、直线滑条和矩阵式触摸屏);以及用于检测紧邻电极放置的物质的存在或多少的传感器,或用于触针的电容检测的数字化转换器。在这些情况的每一种中,由电极之间的耦合产生至少一种未知互电容(文中表示为 C_m),并且由被驱动电极 C_r 与地电位和接收电极 C_r 与地电位之间的耦合产生第二和第三未知电容(文中表示为 C_d 和 C_r)。当物体或物质与当AC电压加到至少一个电极上时产生的电场接近时, C_m 、 C_d 和 C_r 发生变化。这种变化可用来作为识别触摸或物体存在的基础。

[0053] 本发明提供用于测量这些电容的参数(包括 C_m 与 C_r 之比以及 C_m 和 C_r 的值)的电路和方法。例如,美国专利申请公布No. 2008/0142281中所公开的方法可用来测量对地电容 C_d 。

[0054] 图2是用于测量触摸物(例如,对点 T_1 、 T_2 和 T_3 点触摸)的位置的装置20的简化示意图。被驱动电极 D_a - D_d 分别具有对地电容 C_{d_a} - C_{d_d} ,并且接收电极 R_{v1} - R_{v4} 分别具有对地电容 C_{r1} - C_{r4} 。当触摸物接近时,电容 C_{d_a} - C_{d_d} 和 C_{r1} - C_{r4} 发生变化。被测电极的对地电容可以通过本文公开的方法测量。电极间(互)电容 C_{m1a} - C_{m4d} 可以通过本文公开的方法测量。触摸位置通过测量电容 C_m 的变化来分辨(定位),并且在一些实施例中,也用对地电容的变化来分辨触摸位置。

[0055] 接收电路25、26、27和28在控制器29的控制下分别累积并测量接收电极 C_{r1} - C_{r4} 上的信号。图3b、图10b和图10a中的电路35、105和95分别示出接收电路实施例的更多

细节。驱动电路 21、22、23 和 24 在控制器 29 的控制下分别将信号施加到电极 Da、Db、Dc 和 Dd 上。在一些实施例中,例如图 10a 的电路 92,电路 21-28 可以在驱动和接收功能之间转换,这样,在一种模式下 Cda-Cdd 被驱动而 Cr1-Cr4 接收,然后在另一模式下,Cr1-Cr4 被驱动而 Cda-Cdd 接收信号。

[0056] 示例触摸 T1、T2 和 T3 示出为直接在电极交叉点上,从而只影响一个被接触电极。这仅用于举例说明目的;对于通常的矩阵式触摸屏而言,单个触摸会影响到两个或更多相邻电极上的电容和信号,因此用内插法来以比电极间距更精细的分辨率分辨出触摸位置。在需要内插法或内插法被认为有利时,可以在与算法的步骤 1 中所检测的接触电极邻近的电极上进行 C_m 的附加测量(例如算法 3 的步骤 3 和 4,下文将讨论)。

[0057] 图 3a 是根据本发明的示例性实施例的用于测量互电容的装置 300 的框图。该装置测量触敏装置 303 的驱动电极 301 和接收电极 302 之间的电容。该装置包括在一端耦合到电压测量电路 305 并在另一端耦合到接收电极 302 的基于电容器的电路 304。该装置还包括控制电路 306,其被构造并布置成在测量序列的每个周期开始时将参考电压 307 连接到将累积电容器 304 电连接到电压测量电路 305 的第一节点 310 上。测量序列被用来辨别和/或分辨触敏装置 303 上的明显触摸。为此目的,驱动电极 301 被用脉冲电压 309 驱动,脉冲电压具有与测量序列的周期相对应的周期。基于电容器的电路 304 在测量序列的各个周期累积增加的电荷量。在一个具体实施中,控制电路 306 被构造可将对第一节点 310 的电压超过电压测量电路 305 的阈值电压所用的周期数进行计数。该装置还包括电阻电路 308,其被构造并布置成在测量序列期间从电连接到基于电容器的电路 304 和电连接到接收电极 302 的第二节点 311 吸收电流。

[0058] 图 3b 示出了一种通用互电容传感电路的示例性实施例,该图是测量传感器 31 的驱动电极 P1 和接收电极 P2 之间的互电容 C_m 以及 C_r 的触摸系统 30 的简化示意图。P1 和 P2 可以是透明矩阵式触摸传感器的元件,其中 P1 是许多下部电极中的一个,P2 是许多上部电极中的一个。 C_m 、 C_d 和 C_r 示出为可变电容器,因为在与触摸物接近时其值发生变化。

[0059] C_d 和 C_r 是电极 P1 和 P2 与周围导电物体之间的寄生电容,其通常被接于地电位,因此一般有 $V_5 = V_7 = 0V$,除非在与传感器电极 P1 或电极 P2 或两者邻近处设有驱动屏蔽(未示出)。V2 是大于 V1 的正值。在一个实施例中, $V_1 = V_3 =$ 地电位,且 $V_4 = V_{cc} = 2.5V$ 至 $5VDC$,且 $V_2 = V_{dd} = 5V$ 至 $20V$ 。

[0060] 驱动器 D1 将电压 V6 施加到电极 P1 上。D1 可以包括一对开关(后面将参照图 10a 所示的系统 90 来讨论),从而将电极 P1 交替地连接到 V1 和 V2。参考电阻器 Rref1 将电极 P2 连接到参考电压 Vref,其在一些实施例中为地电位(0V)并在其他实施例中为可变电压。电压 V6 的转变发生在开关 S4 闭合期间,并且优选的是 V6 的转变速率具有受控的速率。一般优选的是信号 V6 尽可能地大,以使测量的信噪比(S/N)成为最大。为此目的,V2 可以大于 V4,并且/或者 D1 可以包括电容电荷泵和/或磁反激电路,从而 V6 的峰值电平和电压转变可以大于 $(V_2 - V_1)$ 。

[0061] 驱动器 D1 还可以包括测量流到被驱动电极 P1 的电流 I1 的电路。测量 I1 的示例性方法包括美国专利申请公布 No. 2008/0142281 中所公开的那些。电流 I1 与 P1 和其环境之间的总电容(C_m 和 C_d)成比例。邻近 P1 和 P2 的触摸(未示出)会减少互电容 C_m ,并且还会增加对地电容 C_d 和 C_r 。

[0062] 接收电路 35 包括累积电容器 C1、参考电阻器 Rref1、解调器开关 S4 和测量电路 M1。M1 具有高输入阻抗和低输入漏电流。在一个实施例中，M1 是比较器或逻辑门，例如如图 5 和图 6 所示。在其他实施例中，M1 可以是模数转换器 (ADC)。控制器 F1 包括用来控制电压信号驱动器 D1、开关 S4 和测量电路 M1 的工作的逻辑单元。

[0063] 本发明的另一示例性实施例示出在图 5 中。在此例中，所示电路 1 具有固定参考电压 (V_{ref})，其累积电容器 C1 上的电荷，直到电压 V10 超过测量电路 M1 的阈值电压。示例性电路 1 基于图 3b 所示的系统 30，并因此除周边 40 内的产生 S4 的驱动脉冲 V6 和定时脉冲以及测量电路 (闩锁电路) M1 的时钟脉冲的元件 (如，A1、A2、A3、脉冲 11、脉冲 12 和 R2) 之外，包括与系统 30 中对应元件的附图标记相一致的附图标记。此电路 1 以及后面结合电路 2、3 和 4 (分别见图 6、图 9 和图 11) 所讨论的模拟可以通过按商品名“LTspice IV”购自 Linear Technology Corporation (Milpitas, California) 的程序来实现。

[0064] 电路 1 用对地电容 Cd 和 Cr 以及互电容 Cm 来模拟两个电极 (P1, P2)。参考电压节点被加标记。电路 1 的参数在示意图上给出，并如下所示：

[0065] $V_{th} = 1.5V$ (M1 的开关阈值)

[0066] $V6 = 15.0V$

[0067] S4 电阻 = 5Ω

[0068] S4 输入电容 = C5

[0069] 脉冲 (0 10 0.25u 0 0 0.5u 10u) 表示：

[0070] 初始电压 $V = 0$

[0071] 导通电压 $V := 10$

[0072] 延迟时间 $T = 0.25$ 微秒

[0073] 上升时间 $T = 0$

[0074] 下降时间 $T = 0$

[0075] 导通时间 $T = 0.5$ 微秒

[0076] 脉冲周期 $T = 10.0$ 微秒

[0077] 正弦波 (0 10 2MEG 0 0) 表示：

[0078] 直流偏置 = 0

[0079] 振幅 = 10.0

[0080] 频率 = 2.0 兆赫

[0081] 延迟时间 $T = 0$

[0082] θ (1/S) = 0

[0083]

$$\varphi(\text{deg}) = 0$$

[0084] 图 3b 所示的系统 30 (以及图 5 所示的电路 1) 可以根据测量序列 1 来工作，如表 1 所示。根据测量序列 1，驱动器 D1 产生驱动电极 P1 的交流波形电压 V6。驱动电极 P1 上电压 V6 中的转变使得电荷流过互电容 Cm 到达接收电极 P2。电荷 Q3 的一部分 (优选小部分) 流过寄生电容 Cr，并且其他部分流到累积电容器 C1。进入电容 Cd 的电流对测量的影响可以忽略不计。

[0085] 在测量序列期间可以测量到源于 V6 的正 (+) 转变或负 (-) 转变的电荷。测量序

列 1 (表 1) 使用 (-) 转变测量, 如下:

[0086] • 在时间 0.5 微秒之前, 先于各个测量序列的第一测量周期, V_{ref} 可以设定为零, 开关 S4 闭合足够长的时间以将 C1 放电至零伏特 (例如, 闭合 S4 直到通过 R_{ref1} 的电流接近零)。

[0087] • 测量周期在 $t = 0.6$ 的时刻 V6 就要负转变前, 在开关 S4 (信号 $V(S4)$) 于 $t = 0.4$ 微秒闭合时开始。在 V6 的负转变 (从 + 到 -) 期间, 来自 C_m 的电流 (电荷) 流过低阻抗 C1, 并通过低阻抗开关和参考电压 V3。电流还 (不合需要地) 流过寄生电容 C_r , 因此 V6 的转变速率最好被控制成使得 C_r 的阻抗高于 C1、S4 和 V3 的串联阻抗。

[0088] • 在采样期间, 当 S4 闭合时, C1 以大约 $\tau_1 = [(C_m + C_r + C_1)] * R_{ref1}$ 的 (相对长) 时间常数放电。这种放电应当被最小化。

[0089] • 在 V6 的负转变已经结束后, 尽可能快地 (在 $t = 1$) 断开 S4。

[0090] • 当 S4 断开时, 流过 C1 的电流 (除了 S4 和 M1 的泄漏和寄生电容以外) 可成为最小, 从而 C1 在 V6 的负转变期间存储从 C_m 流来的电荷。

[0091] • 在 $t = 1.1$ 开始的快速 (+) 转变之后, 从 $t = 1$ 至 $t = 10.5$ 微秒, 电压 V8 以大约 $\tau_2 = [(C_m + C_r) * R_{ref1}]$ 的时间常数放电。 τ_2 可以通过在节点 N1 和 V_{ref} 之间使用开关元件 S_{ref1} 来减少 (见图 10b)。当 S4 断开时 (此例中在时间 $t = 1$ 和 $t = 10$ 微秒之间), 闭合 S_{ref1} 可以显著减少 τ_2 。用晶体管取代 R_{ref} 也可以有利地增加时间常数 τ_1 。

[0092] • 电压 V10 的测量可以在紧临 S4 于 $t = 10.5$ 的时刻重新闭合前由测量电路 M1 执行, 从而结束第一测量周期。在某些实施例中, 在测量 V10 之前, R_{ref1} 两端的电压 ($V_8 - V_{ref}$) 放电到接近 V_{ref} 。在其他实施例中, 在执行特定次数的测量周期后进行 ADC 测量。

[0093] • 此例中, V6 在约 9 微秒的时间内保持为正。此建立时间可以根据电容大小、精度要求、噪声和测量时间限制而大幅变化, 但优选长于若干 τ_2 , 以使电压 V8 和 V10 能够整定为稳定值。

[0094] • 在 V6 的各个后续负转变期间, S4 被闭合并且增量电荷通过 C_m 进入 C1, 并且 C1 在各个周期期间累积增加的电荷量 (和电压), 如图 4a 和图 4b 中 ($V_{10} - V_8$) 所示。图 4b 示出由电路 1 的模拟所得的完整测量序列的波形。图 4a 示出电路 1 的若干测量周期的更详细的波形。图 4a 中波形的大小未按比例绘制。举例说明, $V(S4)$ 和 V6 的量级分别从 10V 和 15V 开始下降。

[0095] • 在多个周期后, 电压 V10 超过 M1 阈值电压。图 4b 示出在 25 个测量周期后约 $t = 250$ 微秒时 V10 (图 4b 中表示为 V_{th}) 超过 M1 阈值电压 (1.5V) 的实施例。较大的累积电容器 C1 会斜升得更缓慢, 因此需要更多的测量周期。

[0096] 表 1

[0097] 测量序列 1 ; 负脉冲转变

[0098]

步骤	时间(uS)**	V6	Vref	S4	动作
N0	0.0	高	0V*	闭合状态	将 C1 复位至 0 伏特
N1	0.3	高	0V*	闭合状态	测试 A2***
n2	0.7	↓	0V*	闭合状态	计数+1
N3	1.0	低	0V*	断开	S4 断开
N4	1.1	↑	0V*	断开状态	
N5	10.5	高	0V*	闭合	测试 A2***, 然后闭合 S4
N6	10.7	↓	0V*	闭合状态	计数+1
N7	11.0	低	0V*	断开	S4 断开
N8	11.1	↑	0V*	断开状态	
N9	20.5	高	0V*	闭合	测试 A2***, 然后闭合 S4
N10	20.7	↓	0V*	闭合状态	计数+1

在一个实施例中：重复步骤 N7-N10，直到 V10 越过阈值。
 在另一实施例中：继续 X 次计数，然后用 ADC 法（如 Vref 以某个基准速率斜升，直到 V10>阈值电压）测量 V10。
 在又一实施例中：在 t=0 时开始(-)斜升 Vref1。
 在再一实施例中：第二电极用其相位与 V6 相反的 V7 驱动。
 *Vref=0 或者如在各自实施例中所述。
 **时间指图 4a 中的示例波形中的时间。
 ***A2 在各测量周期结束时测试，并且只有当使用阈交方法时计数才加一。

[0099] 开关 S4 在采样期间闭合（例如， $t = 10.5$ 至 $t = 11$ ），其间电荷流过 C1。采样时间优选地被最小化，以只包括 V6 负转变的持续时间。优先选择短采样时间和相对长的 τ_2 建立时间导致具有短持续时间的负脉冲和较长持续时间的正脉冲的优选 V6 波形，如图 4a 和图 4b 所示。

[0100] 在一个示例性实施例中，电极 P1 和 P2 可以被保持在 0 伏特直流电压的平均值上。Vref = 0 将 P2 保持在 0 伏特的平均值上。来自驱动器 D1 的交流脉冲可以电容耦合，因此 V6 也可被接入参考地电平，如同在驱动电路 94（图 10a）中的情况，其中如果 Vref2 = 0，则 P1 在 V96 = 0V 上。这可以帮助避免诸如传感器电极和互连线上的电解和银迁移之类的问题。

[0101] 又一示例性实施例包括使得 C1 上电压 = (V10-V8) 向着值 Vf 以指数方式增加的重复充电周期，根据下式（式 1），Vf 与 Cm 与 Cr 之比成比例：

$$[0102] \quad V_f \approx K \cdot V_6 \cdot C_m / (C_m + C_r)$$

[0103] 其中 $K < 1$ 根据 Rref1*C1 和其他时间常数而变化，但对给定电路配置而言相对恒定。V6 是驱动脉冲 V6（图 3b）（或 V96，其将在下面参照图 10 来讨论）的峰-峰值。

[0104] 测量会对触摸敏感，因为对 P1 和 P2 的触摸可降低 Cm 并且还增加 Cr，这意味着在存在触摸的情况下需要更多的周期数来将 C1 升高到阈值电压（与无触摸存在时将 C1 升高到阈值电压所需的周期数相比）。式 1 中的比率结合了这两种变化以取得最佳效果。也可测量仅在 Cr 上的变化，因此该比率在分辨多点触摸具有多个 X 和 Y 电极的矩阵式触摸传感器方面也可以是有效的。另外，当单个被驱动电极与一个或多个接收电极一起使用时，该比率测量结果可足以测出并辨别一个或多个触摸位置。

[0105] 根据另一示例性实施例，可以实现使用具有多个被驱动电极的测量传感器，如图 2

所示。此示例性实施例使用算法来分辨多点触摸。例如,该算法可以假定被驱动电极 Da-Dd 被顺序地驱动。由于被接触电极 Rcv2 的对地电容 (Cr2) 的增加,对点 T1 的触摸将降低测量电路 26 对于各被驱动电极的测量电平。因为对于此具体测量而言除了 Cr2 增加外 C_{m2b} 降低,当电极 Db 被驱动时,26 的所测电平将大幅降低。对于每个被驱动电极而言,第二触摸 T2 可导致电极 Rcv2 和 Rcv4 上的所测信号的降低。但是,当电极 Db 被驱动时电极 Rcv2 上的接收信号以更大的量降低,而当电极 Dc 被驱动时则电极 Rcv4 上的信号更多地降低。在 T3 处的第三触摸导致前面对于 T1 和 T2 所述的信号降低,而且当 Db 和 Dc 均被驱动时 Rcv2 上的信号降低更多(与当 Da 和 Dd 被驱动时相比)。

[0106] 因此,式 1 的比率测量以及基于信号变化的相对大小的简单算法可用来唯一地分辨出具有交叉电极的传感器上的某个触摸位置或多个触摸位置。

[0107] 例示的接触 T1、T2 和 T3 示出为直接在电极交叉点上,从而只影响一个被接触电极。这仅用于举例说明目的;对于通常的矩阵式触摸屏而言,单个触摸会影响到两个或更多相邻电极上的电容和信号,因此用内插法来以比电极间距更精细的分辨率分辨出触摸位置。本领域已知的内插法可以应用于参照本文所有实施例所述的测量信号,以实现高触摸分辨率。

[0108] 根据另一实施例,对于固定数量的采样用固定的参考电压 V_{ref} 来测量互电容,然后斜升阈值电压。如图 6 所示,阈值电压可以经由作为基于图 3b 的系统 30 的另一模拟电路的电路 2(除了周边 41 内的产生驱动脉冲 V6 和定时脉冲的元件(A1、A2、A3、脉冲 21、脉冲 22、R9)以外,还使用电路 1 中的类似元件的附图标记)来斜升。电路 2 类似于电路 1,而互电容 C_m 为 1pf 而不是 3pf,且 V_{ref} 是可变电压而不是地电位。 C_m 与 (C_r+C_5) 的比率如此小以致即使用 $V_6 = 15V$ 的脉冲,采样电容器 C3 上的电压也只斜升到约 0.7V 的终值,该终值不足以达到逻辑输入 A4 的阈值。

[0109] 图 7 示出了在电路 2(图 6)施加固定次数(50)的 V6 脉冲以将累积电容器 C1 充电至电压 V_f 时的示例性波形,电压 V_f 接近其最大电压电平。在 C1 的充电期间, V_{ref} 为恒定的 0.0V。在 50 次脉冲后,V6 停止产生脉冲,S4 断开,计数器以固定速率被施加时钟脉冲,并且 V_{ref1} 以已知的参考速率正斜升,直到 V10 越过 A4 的输入阈值且 V_{th} 改变状态。当 V_{th} 改变时,计数器状态被存储。

[0110] 累积电容器 C1 上的电压与被存计数有关,被存计数与 $(V_{th}-V_f)$ 成比例。从 0V 开始直至达到 V_{th} 所需的计数是已知的,因为可以在初始启动期间以及随后在没有接触时加以确定。从而,根据(式 2)计算 V_f :

[0111] $V_f = V_{th} - (V_{th} - V_f)$ 。

[0112] 可以想出许多方法或者用来改变测量电路的电压阈值或者在 V10 上增加电压。然而,可变的 V_{ref} 使标准逻辑电路能够被用于测量。在一些实施例中,这可能是有利的,因为这有助于降低电路成本。在一些包括矩阵式触摸屏的实施例中,单个参考电压可以与(单个或)多个测量电路一起使用,以进行多点同步测量。图 7 和图 8 示出 ADC 周期过程中的信号斜升。这些斜升可以是连续的斜面或由例如脉冲发生器或 DAC 产生的不连续的递增台阶。

[0113] 图 7 示出在 500 微秒开始并以固定速率斜升直到达到 V_{th} 的简单 ADC 斜升。一种替代 ADC 波形可用来通过在 ADC 周期开始时以大增量(但不足以让任何通道达到 V_{th})步

进 V_{ref} 而减少在 ADC 测量期间的斜升时间。然后 V_{ref} 以固定速率斜升剩余距离,直到所有通道已越过 V_{th} 。例如,参照图 7,可以通过在 500 微秒步进 $V_{ref}+0.5$ 伏特,然后以图 7 所示的速率斜升来开始 ADC 周期。这种步进-斜升 ADC 方法可用于本文所公开的各种实施例。

[0114] 在又一示例性实施例中,图 6 所示的电路 2(以及图 3 所示的系统 30)可以在另一模式下工作,如图 8 所示,其示出在电路 2 进行固定数量的 N 个 V_6 脉冲以将累积电容器 C_1 充电至电压 V_{f3} ,同时以将 V_{10} 维持在 0.0V 附近的恒定速率 R_{a1} 同步地负斜升 V_{ref} 的示例性波形。在 N 个脉冲后, V_6 停止产生脉冲, S_4 断开,计数器以固定速率被施加时钟脉冲,并且 V_{ref} 以已知的参考速率 R_{a2} 正斜升,直到 V_{10} 越过 A_4 的输入阈值且 V_{th} 改变状态。当 V_{th} 发生变化时,停止计数器。计数与累积电容器 C_1 上的电压有关,该电压与 $(V_{th}-V_{f3})$ 成比例。从而, V_{f3} 可以用式 2 由被存计数算出。

[0115] 电荷从三个电流来源累积到 C_1 上,主要发生在 S_4 闭合时。 I_2 电流(图 3b)以相对高的频率脉动通过 C_m 。 I_3 因 V_8 的变化(主要由于 S_4 的断开转变造成的 V_{10} 脉冲)而以相对高的频率流过 C_r 。来自 V_{ref} 的 I_5 流过 R_{ref1} 。在某些示例性实施例中, V_{ref} 在采样期间固定, V_8 平均为 0.0V,且 V_{10} 以指数方式斜升到同 C_m 与 C_r 之比有关的限值,如参照式 1 所讨论。随着 V_{10} 增加,每当 S_4 闭合, C_1 上有越来越大的电荷部分返回 C_r 和 C_m ,使得 V_8 负向脉动。

[0116] V_{ref} 以使 V_{10} 保持在 0.0V 附近的恒定速率变化,即使 S_4 为断开状态时也如此。在这种情况下,在一个具有多个测量周期的期间,节点 N_2 成为 F_1 控制下的求和点。在 S_4 闭合期间 V_8 的负转变被降低至接近零,从而忽略不计的净电流流过 C_r 。 V_{10} 最小程度地受到因接触引起的 C_r 变化的影响,从而 V_{10} 与互电容 C_m 大致成比例,而与 C_r 或 C_d 无关(如表 3 所示)。图 8 示出的 V_{10} 也比图 4 所示的 V_{10} 更具线性,并且测量的分辨率可以通过采样更长的时间来增加,仅受 V_{ref} 电压范围的限制。

[0117] V_{ref} 的采样斜升率可被调节成使得在 0 毫秒至 1 毫秒期间在各个测量周期(如图 8 所示)结束时 V_{10} 整定到零附近。 V_{ref} 斜升率处于控制器 F_1 的控制之下。在无接触的期间,控制器 F_1 可以测量 V_{10} 并调节 V_{ref} 采样斜升率,以使 V_{10} 在 0.0V 附近。如果多个接收电路被连接到单个 V_{ref} 上,则它们全部可被测试,并且 V_{ref} 被调节成使得平均电压为零。随后当触摸发生时,电容 C_m 和 C_r 在 5%至 20%范围内以相对小的量变化。此变化小到足以保持良好的线性,且对 C_r 变化的敏感性保持低下。

[0118] 在给定传感器中电极间的互电容通常大小几乎相等。接收电极(或被驱动电极)的对地电容的大小也非常类同。接收电路 25-28(图 2)可以通过四个电路 35(图 3b)来实现。当单个 V_{ref} 驱动如图 2 中的多个测量通道时, V_{ref} 可被调节成使得所有 V_{10} 的平均值为零。在测量周期中这一般会在接收电路 25、26、27 和 28 的开关处产生近零电压,因为矩阵传感器的 C_m (和 C_r)通常大致相等。在这种类型的代表性系统中,通过接触 C_m 和 / 或 C_r 引起的任一个 V_{10} 的改变均足够小,以致 V_{ref} 不需要为每次触摸重新调节。

[0119] 根据另一示例性实施例,图 9 示出了电路 3(电路 2(图 6)模拟的变型),通过该电路两个电极由相位相反的脉冲同时驱动。除了周边 43 内的产生定时脉冲、驱动脉冲 V_6 和驱动第二被驱动电极 P_{11} 的反极性驱动脉冲 V_7 的元件(A_1 、 A_2 、 A_3 、脉冲 41、脉冲 42、 R_1 、 R_2)以外,电路 3 中的附图标记与系统 30(图 3b)中对应元件的附图标记相一致。

[0120] 电路 3 在一段时间（例如 1 毫秒）执行具有固定数量的 N 个同步的 $V6$ 和 $V7$ 脉冲的测量序列。在 $V6$ 的 (-) 转变和 $V7$ 的 (+) 转变期间, $S4$ 处于闭合状态。然后 $S4$ 断开, 并且 $V10$ 以某个基准速率正斜升, 计时器测量越过阈值电压的时间, 如前面所讨论。或者, 测量序列可以在 $V6$ (+) 转变和 $V7$ (-) 转变期间 $S4$ 处于闭合的情况下进行。

[0121] 如果互电容 C_m 和 C_{m1} 相等, 则驱动脉冲 $V6$ 和 $V7$ 将使等量相反的电流流过 C_m 和 C_{m1} , 因此在测量周期过程中无净电荷累积在 $C1$ 上。如果 C_m 或 C_{m1} 之一被接触, 则其值会降低, 从而流过 C_m 和 C_{m1} 的电流会不相等, 与该差值大致成比例的净电荷 (和电压) 会累积在电容器 $C1$ 中。对于 C_m 的典型值而言, 即使在触摸过程中 $V10$ 上都可累积极小的电压。然而, 取决于 C_m 还是 C_{m1} 更大, $V10$ 可以累积正或负的电压。

[0122] 如果使用低成本电路, 则通常优选的是在 $S4$ 和 $A4$ (典型的逻辑电路, 可以用 0.2V 至 0.3V 以下的连续负电压工作, 对测量的影响极小) 上维持 0 或正电压。 $V10$ 可以通过若干方法控制在所需范围内:

[0123] • V_{ref} 可以在测量周期的期间变化, 以维持正电压。

[0124] • V_{ref} 可以在测量周期的期间设定为固定 (优选小的) 正电压。

[0125] • 随着 $V_{ref} = 0V$, $S4$ 可以在每个测量序列前闭合一段时间, 如对于测量序列 1 的步骤 $N0$ 所述。

[0126] • 可以在 $V6$ 的 (-) 转变和 $V7$ 的 (+) 转变期间使采样开关 $S4$ 处于闭合状态的情况下执行一个测量序列, 然后可以在 $V6$ 的 (+) 转变和 $V7$ 的 (-) 转变期间使 $S4$ 处于闭合状态的情况下执行第二测量序列。

[0127] 电路 3 对 C_r 的变化相对不敏感, 从而在累积电容器 ($C1$ 等) 上累积极小的电压, 因此电压 $V8$ 和 $V10$ 接近零。

[0128] 在另一示例性实施例中, 可以通过用相位相反的信号驱动电极对并在两个测量序列 1 和 2 之间交替来降低低频噪声。在序列 1 的期间, 在第一电极上电压 (例如 $V6$) 的 (-) 转变和第二电极上电压 (例如 $V7$) 的 (+) 转变期间测量电路的采样开关 (例如 $S4$) 处于闭合状态, 然后在测量序列 2 的期间, 在第一电极上电压 (例如 $V6$) 的 (+) 转变和第二电极上电压 (例如 $V7$) 的 (-) 转变期间测量电路的采样开关 ($S4$) 处于闭合状态。

[0129] 该方法可以包括执行如下的示例性算法 (参照图 2 描述):

[0130] 1. 将等大而反相的信号 V_a 和 V_c 分别施加到第一被驱动电极 D_a 和第二被驱动电极 D_c (可同时施加一对以上的反相信号)。

[0131] 2. 接收通道通过执行第一测量序列来测量所有接收电极上的信号, 其中在各次采样期间测量施加到第一电极上的负信号转变和施加到第二电极上的同步正信号转变。

[0132] 3. 使用式 2 计算各个接收通道的 V_{f4} , 并存储各个接收通道的第一 V_{f4} 结果。

[0133] 4. 交换信号, 以使 V_a 驱动第二电极 D_c , 并且 V_c 驱动第一电极 D_a , 并施加信号。

[0134] 5. 接收通道通过执行第二测量序列来测量所有接收电极上的信号, 其中在各次采样期间测量施加到第一电极的正信号转变和施加到第二电极的同步负信号转变。

[0135] 6. 使用式 2 计算各个接收通道的 V_{f4} , 并存储各个接收通道的第二 V_{f4} 结果。

[0136] 7. 对于各个通道, 计算 $X = (\text{第一 } V_{f4} \text{ 结果} - \text{第二 } V_{f4} \text{ 结果})$ 。

[0137] 8. X 的负值 (在噪声阈值之上) 表示触摸到第一驱动电极。 X 的正值表示触摸于第二被驱动电极。各个接收通道的 X 的绝对值表示两个被驱动电极和各个接收电极之间互

电容差值的大小。

[0138] 考虑到在没有触摸时传感器 2 的所有 C_m 均相等,在未加触摸的情况下被测量电路 25-28 采样的信号将全部累积为 ~ 0 。当电极对被同时以相反的相位驱动时,反相信号优选地施加到以足够距离隔开的电极上,以致触摸第一电极不会影响第二电极上的信号。

[0139] 可以有不止一对电极被同时以相反相位驱动。第一相邻电极对可以正斜升,而第二相邻电极对(优选与第一对间隔开)负斜升。第一非相邻电极对可以正斜升,而第二非相邻电极对可以负斜升,其中所有四个电极彼此间隔开。

[0140] 因为累积电容器上的信号只与电极之间的差值成比例,所以累积信号比某些其他实施例中的小。这产生了两个有益效果。

[0141] 第一有益效果是可以减少各个测量周期的建立时间或者电阻可增大。参考电阻器 (R_{ref}) 的 $R-C$ 时间常数和所附电极的电容确定各测量周期过程中信号的建立时间。考虑到测量信号的较小转变,在下一周期之前需要较短时间来整定到稳定值。例如,在序列 1(表 1) 中,约 10 微秒(例如 4 次)的常数可被准许用作建立时间。较小信号可以在较短时间(比如说,例如 3 个甚至 2 个时间常数)内整定到可接受的剩余值内。这样,可以缩短测量周期,结果是测量速度更快,或者可以增加 R_{ref} 的电阻,结果使得在各测量序列期间累积的电压更少衰减。

[0142] 第二有益效果是在各测量序列后不必将累积电容器放电。由于各个累积电容器上的电压在各个测量序列结束时已被测量并获知,只要累积信号没有超过电路极限值,这种剩余电压就可以从在下次测量序列期间测量的电压中减去,如此类推。特别有效的是:将具有反相信号的两个测量序列施加到各电极上时,因此来自一个序列的正 V_f 将被后续测量序列的负 V_f 至少部分地降低。经过一段时间,累积电容器上的电压通常趋向于平均 V_{ref} 电压。该段时间与 $R-C$ 时间常数 [$R_{ref} * (\text{累积电容})$] 和采样开关(如,图 3b 中的 S_4) 闭合的时间百分比有关。

[0143] 现在来看图 10a,该图示出一个具有类似于系统 30(图 3b) 的元件和若干附加特征元件的实施例即系统 90。这些特征元件可以单独或结合在一起添加。驱动电路 92 和接收电路 93 包括可以作为阈值检测器工作的 D 触发器 A2 和 A4。A2 是可选的,并且仅在电路 92 在驱动脉冲之外还作为接收电路工作时需要 A2。

[0144] 电容器 C_1 和 C_2 将传感器 31 与电路 92 和 93 隔离,从而施加到电极 P1 和 P2 上的电压能具有等于 V_{ref1} 和 V_{ref2} 的平均值。在一些实施例中, V_{ref1} 和 V_{ref2} 可被保持于地电位,从而 0.0 伏特加到传感器 33。这可以减少在存在非零时间平均施加电压的情况下会在一些系统中发生的材料迁移和 / 或电解的负面作用。

[0145] 系统 90 可用来测量在负向脉冲转变或正向脉冲转变期间的电容。优选地,交替地用正向转变和负向转变进行测量,以减少低频噪声。这可以结合本文所述实施例中的任何一个来实现。

[0146] 系统 90 的接收电路 93 具有两个开关,而不是图 3b 中电路 33 的单个开关。开关 S_4 将 C_1 连接到通常是地电位的 V_3 ,并且 S_3 将 C_1 连接到通常是 $V_{cc} = 3V$ 至 $5V$ 的 V_4 。在测量序列期间只有 S_3 或 S_4 一个工作,而另一个保持断开。 S_4 被用来测量负向脉冲转变,如上所述。 S_3 被用来测量正向脉冲转变。为了实现此目的, C_1 被初始充电到 (V_4) 伏特,然后正脉冲将电荷从 C_1 连续地移除,从而将 C_1 上的电压从 V_4 降低到较低正值,如表 2 所概述。

[0147] 表 2

[0148] 测量序列 2 : 正脉冲转变

[0149]

步骤	时间(微秒)**	V6	Vref	S3	动作
N0	0.0	高	0V	闭合状态	将 C1 预设为 V4 伏特
N1	0.3	高	0V 或斜升电压	闭合状态	测试 A2*
n2	0.7	↓	0V 或斜升电压	闭合状态	计数+1
N3	1.0	低	0V 或斜升电压	断开	S3 断开
N4	1.1	↑	0V 或斜升电压	断开状态	
N5	10.5	高	0V 或斜升电压	闭合	测试 A2*, 然后将 S3 闭合
N6	10.7	↓	0V 或斜升电压	闭合状态	计数+1
N7	11.0	低	0V 或斜升电压	断开	S3 断开
N8	11.1	↑	0V 或斜升电压	断开状态	
N9	20.5	高	0V 或斜升电压	闭合	测试 A2*, 然后将 S3 闭合
N10	20.7	↓	0V 或斜升电压	闭合状态	计数+1

在一个实施例中: 重复步骤 N7-N10, 直到 V90 越过阈值。
 在另一实施例中: 继续 X 次计数, 然后用 ADC 法 (如 Vref 以某个 (-) 基准速率斜升, 直到 V90 < 阈值电压) 测量 V90。
 在又一实施例 e3 中: 在 t=0 开始 (+) 斜升 Vref1。
 在另一实施例中: 在脉冲过程中按需要改变 Vref1, 以将 V90 保持为正。
 *A2 在各个测量周期结束时测试, 并且只有当使用阈交法时才加数。
 **时间是示例性的, 并可以根据传感器参数和电路元件而改变。

[0150] 在通过图 10a 的系统 90 所示的其他示例性实施例中, 连接到电极 P1 的驱动电路非常类似于连接到 P2 的接收电路。在一些实施例中, 可以选择传感器 31 参数和电路元件值, 以使驱动电路也用作接收电路, 并且使接收电路 (的 Vref 部分) 可用作驱动电路。

[0151] 图 10b 示出一个除了电阻器 Rref1 由开关 Sref1 代替外与系统 90 基本相同的实施例即系统 100。系统 100 可以如参照测量序列 1 或测量序列 2 描述的那样工作, 附加条件是在开关 S4 和 S3 处于断开的期间 Sref1 保持闭合。

[0152] 图 10c 示出电路 110, 除了附带触针 120 之外该电路与电路 90 (图 10a) 类似。触针 120 的尖端可以作为驱动电极工作, 而所有传感器 31 电极 (P1 和 P2) 作为接收电极工作。在触针检测模式中, 电路 110 用来测量触针 120 相对于水平电极 P1 和垂直电极 P2 的位置。触针 120 尖端处的电压波形具有正负电压转变, 可分别将信号电流 I8 和 I9 通过电容 Cs1 和 Cs2 耦合到电极 P1 和 P2。

[0153] 在电极中流动的较大触针电流表示触针 120 的更为接近, 并且使用例如美国专利 No. 4, 686, 332 和共同待审美国专利申请公布 No. 2008/0106520 中所述的本领域已知的方法, 多个电极上触针信号的相对强度可用来定位触针 120。触针可以是任何承载信号的导电装置。其可以是物理指针装置, 或者可以是使用者的手指 (只要该手指与可被耦合到接收电极的信号处于激励状态), 例如, 如美国专利 No. 7, 453, 444 所述。

[0154] 当在触针检测模式下工作时, 电路 94 和 95 均作为接收电路工作, 因此由 S3 和 S1 按序列 3 中所述进行工作, (或者如果要测正触针电压转变, 则替换上 S4 和 S2 进行工作)。

[0155] 表 3

[0156] 测量序列 3 : 触针和负脉冲转变

[0157]

步骤	V20	Vref1、Vref2	S2&S4	动作
N0	高	0V	闭合状态	将 C1&C2 复位至 0 伏特
N1	高	0V	闭合状态	测试 A1&A2
n2	↓	0V	闭合状态	计数 +1
N3	低	0V	断开	S2&S4 断开
N4	↑	0V	断开状态	
N5	高	0V	闭合	测试 A1&A2,然后将 S2 闭合 &S4
N6	↓	0V	闭合状态	计数 +1
N7	低	0V	断开	S2&S4 断开
N8	↑	0V	断开状态	
N9	高	0V	闭合	测试 A1&A2,然后将 S2 闭合 &S4
N10	↓	0V	闭合状态	计数 +1

[0158] 在触针测量序列 3 中, V90 和 V91 重复连接到通常相等的参考电压 V1&V3, 因此没有显著的电压通过电路 94 或电路 95 施加到传感器 31。电流 I2 和 I3 优选可忽略不计, 并且累积在电容器 C1 和 C2 上的唯一显著电流从触针 120 耦合。在一个实施例中, $I1 = I8$ 且 $I6 = I9$, 因此 C1 和 C2 累积与耦合的触针电流 I8 和 I9 成比例的信号。这些信号跟触针 120 与电极 P1 和 P2 的接近度成比例。

[0159] 一个水平电极 (P1) 和一个垂直电极 (P2) 示出在图 10c, 但实际上同时或几乎同时测量多个水平和多个垂直电极。重复进行测量序列 3, 直到至少一个垂直电极信号和一个水平电极信号在累积电容器上累积足够的电压, 以越过其各自的阈值, 从而确定接触点。在一个实施例中, 若干个邻近水平电极上的触针信号测量值大到足以可用内插法来计算出精确的触针位置。

[0160] 测量序列 3 描述了测量的阈交方法, 但对本领域普通技术人员显而易见的是, 除了阈交方法之外, ADC 方法也可用来测量电压 V90 和 V91, 如参照其他实施例所述。序列 3 还描述了触针的负向信号转变的测量, 并且同样显然可知, 可用 S1 和 S3 的定时来测量正向转变, 如前面所述。

[0161] 图 11 示出经由 16 个参考电阻器同时驱动 16 个接收电极的模拟电路 4 的示意图。电路 4 是系统 90 的一种具体实施, 并且除了周边 44 内的产生定时脉冲和驱动脉冲 Vref 的元件 (A11、A12、脉冲 51、脉冲 52、C9) 以外, 电路 4 中的附图标记与系统 90 (图 10a) 中对应元件的附图标记相一致。电路 4 的大部分元件与电路 2 相同; $C_m = 1\text{pf}$ 、 $C_d = 20\text{pf}$ 、C1

= 500pF 且 $C_2 = 1000\text{pF}$ 。总共 16 个电极被并行驱动,因此 C_m 和 C_r 被分别模拟为 16pF 和 160pF 的总集电容器。示出了单个被驱动电极及其测量电路,但通常有不止一个被驱动电极。事实上,交换驱动和接收功能的主要原因是为了检测出多个被驱动电极中哪一些被触摸。

[0162] 在电路 4 中,驱动脉冲由 $V_{\text{ref}2}$ (而不是由 (例如) 图 10a 所示的开关 S3 和 S4) 产生。单个 $V_{\text{ref}2}$ 通过 16 个 R_{ref} 驱动 16 个电极。这些电极连接到 (至少) 一个被驱动电极。开关 S2 与 $V_{\text{ref}2}$ 的 (-) 转变同步地切换,因此电压 (V_{91} - V_{96}) 累积在 C_2 上,并且 V_{91} 使用序列 1 (表 1) 和 / 或序列 2 (表 2) 概述的方法在 A2 处测量。因为电容 (例如 C_m) 电平较高,并且 V_{96} 和 V_{91} 的建立时间较长,所以驱动脉冲的持续时间 (10 微秒) 和速率 (50 微秒) 较慢。

[0163] 此实施例的一种可能的有益效果是通过测量互电容与对地电容的比例 (如式 1 所述) 来检测对驱动电极的触摸。这样的实施例不以专门测量 C_m 为其目的。由于全部接收电极 (即 16 个电极) 同时驱动,因触摸引起的任何单个 C_m 的 10% 变化导致在全部 C_m 中产生 < 1% 的变化。因而,此实施例对任何单个电极的 C_m 的变化较为不敏感。但是各个被驱动电极 (即 16 个中的每一个) 的对地电容被分别且同时地测量,其灵敏度足以检测出对任何一个 (或若干个) 被驱动电极的触摸。示例性电路 4 (图 11) 的灵敏度测量示出在表 3 (见下文) 中。

[0164] 根据又一实施例,一种扫描传感器 2 的方法 (图 2) 是将信号从电路 21 驱动到电极 D_a 上,并通过电路 25-28 同时测量在所有电极 R_{c1} - R_{c4} 上的接收信号。然后电路 22 驱动电极 D_b ,并且 R_{c1} - R_{c4} 被再次测量 (如此类推),直到在四次测量序列后所有 C_m 都被测量。

[0165] 相对于接收功能元件切换驱动的一种可能的益处在于检测触摸 (包括多点触摸) 的速度。下面的示例性序列参照图 2 给出:

[0166] 1. 电路 25-28 中的一个或多个将脉冲同时驱动到电极 R_{c1} - R_{c4} 上,并且电路 21-24 测量被耦合到电极 D_a - D_d 上的脉冲。本文所公开的各种实施例的测量序列可以用于这些测量。为此测量而激活的驱动电路的数量取决于 C_m 和 C_d 的相对大小。为了最大化对 C_d 的灵敏度,式 1 表明从被驱动电极耦合的 C_m 应当小于 C_d 。

[0167] 2. 在点 T1、T2 和 T3 上有触摸的条件下,对地电容 C_{db} 和 C_{dc} 通过这些触摸而增加。测量可表明电极 C_{db} 和 C_{dc} 被触摸,但并不知道触摸数量,并且也不知道电极 R_{c1} - R_{c4} 中哪些被触摸。 C_{m2b} 、 C_{m2c} 和 C_{m4c} 也被减少,但不必在步骤 4 之前分辨哪个交叉点被触摸。

[0168] 3. 被接触电极 C_{db} 随后由电路 22 驱动,并且 R_{c1} - R_{c4} 上的信号同时由电路 25-28 测量。点 T1 处的触摸因电路 26 测出的互电容 C_{m2b} 的变化而被分辨。(与本文所公开的各种实施例有关的方法可用于此测量)。

[0169] 4. 被接触电极 C_{dc} 随后由电路 23 驱动,并且 R_{c1} - R_{c4} 上的信号同时由电路 25-28 测量。点 T2 处的触摸因电容 C_{m4c} 的变化而被分辨,并且 T3 处的触摸因电容 C_{m2c} 的变化而被分辨。(与本文所公开的各种实施例有关的方法可用于此测量)。

[0170] 在具有 4×4 个电极的图 2 所示系统 20 的简单示例中,这些方法的效果是可以在三个而不是四个测量序列后分辨三个触摸。这是适中的获益,但在具有 16×16 电极阵列的系统中,这些方法仍只需要 3 个测量序列来分辨 3 个触摸,而不是现有技术连续驱动方法所

需的 16 次测量。

[0171] 表 3 示出五个示例性实施例的灵敏度。电路随着触敏电容器如所指出被改变 10% 而被模拟,并且所得到的 C1 两端的电压变化在 40 至 100 个测量周期后被测量。各个测试的定时参数在电路图 1、2、3 和 4(图 5、6、9 和 11) 中示出。

[0172] 表 3

[0173] 模拟的触摸灵敏度

[0174]

方法	电路电容			V10 (或 V91)变化(mV/pf)		
	C1 (pf)	Cm (pf)	Cr (pf)	Cm -10%	Cr+ 10%	Cd+ 10%
实施例 1	800	3	10	510	92	0
实施例 2	500	1	10	720	35	0
实施例 3	500	1	10	730	0	0
实施例 4	500	1	10	710	0	0
实施例 5	1000	16	20	56	0	25

[0175] 可以选择元件和电压的值以及波形电路的定时,以匹配正被测量的触摸传感器的参数。在这样描述的示例性电路中,C1、C2、Rref、Vref、V6 等等被选择成可与电容 Cm、Cd 和 Cr 一起运行。在电极具有显著电阻时,可以调节元件值和波形定时来实现精确测量。在许多情况下,可以在控制器 29(图 2) 中程序的控制下调节并优化波形定时。

[0176] 在一些实施例中,可以通过将典型微处理器的程控输入/输出(PIO) 端口构造为集电极开路开关并将 PIO 输入门/锁存器用作比较器来实现接收电路 33(图 3b) 和 93(图 10a、10b、10c) 和驱动电路 94(图 10a、10b、10c) 和 D1(图 3b)。也可用其他通用逻辑集成电路来实现这些电路。标准的低成本逻辑电路的其他配置对本领域普通技术人员而言是显而易见的。

[0177] 若干 ADC 方法被用于如上描述的示例中。本领域普通技术人员会想到一些其他方法。具体地讲,某些实施例使用定时斜升来测量 C1 上的电压。或者,如果测量时间很重要,则可以使用连续近似法和其他更快速的 ADC 方法或 ACD 方法的组合。

[0178] 利用低成本的标准电路元件,可用本文描述的电路和方法来实现多个(接收器)电极的高速同步测量。电路还可以由一个将几个电极驱动到具有许多电极的高分辨触摸板上的简单微处理器来构成。本文描述的实施例中有许多可以由微处理器的标准 PIO 端口或低成本逻辑电路以及几个无源外部元件来制造。

[0179] 例如,通过用一个 PIO 端口来驱动一个电极并用一个 PIO 端口来同时测量八个电极,可用一个简单的微处理器实现具有 8 个按钮的小型互电容触摸系统。

[0180] 具有更多电极的更高分辨率的触摸系统可以用更高电压驱动信号、低阻抗解调器开关和更高 ESD 容限来构成。为此目的,微处理器可以通过(低成本)电路如可购自 ST Microelectronics(Geneva,Switzerland) 的 STP16CPS05 十六通道驱动器和/或购自 Texas Instruments(Dallas,Texas) 的 SN74LVC16646A 16 通道收发器/寄存器来增强。

[0181] 在一个实施例中,当采样开关(例如系统 30(图 3b) 中的 S4) 闭合时,仅在采样期间进行信号(和噪声)的测量。C1 中测得的最佳信号是在电压 V6 转变过程中具有受控变化速率和量值的电流脉冲。为了避免噪声,S3 应当在测量在 V6 转变期间流过的电流脉冲

所需的最短时间内保持闭合。

[0182] 具有周期 \sim [采样周期] (例如,图 4a 中 0.5 微秒) 的噪声谐波可以通过以下步骤来减小:

[0183] 1. 在各个测量周期期间以假随机方式改变采样时间;或者,

[0184] 2. 将测量周期设定为采样时间的奇数倍,因而在一个采样时间期间的同相噪声谐波在下一采样时间期间将不同相。

[0185] 所提供的上述各种实施例仅出于举例说明的目的,不应认为是对本发明的限制。基于上述讨论和举例说明,本领域的技术人员将易于认识到,可对本发明进行各种修改和更改,而不用严格遵守本文所示和所述的示例性实施例和应用。此类修改和更改不会背离本发明的真实精神和范围,其中包括后续的权利要求书中阐述的范围。

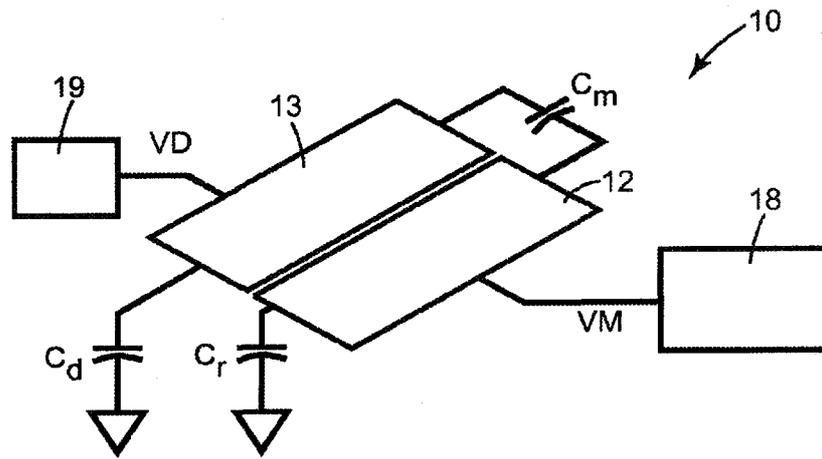


图 1

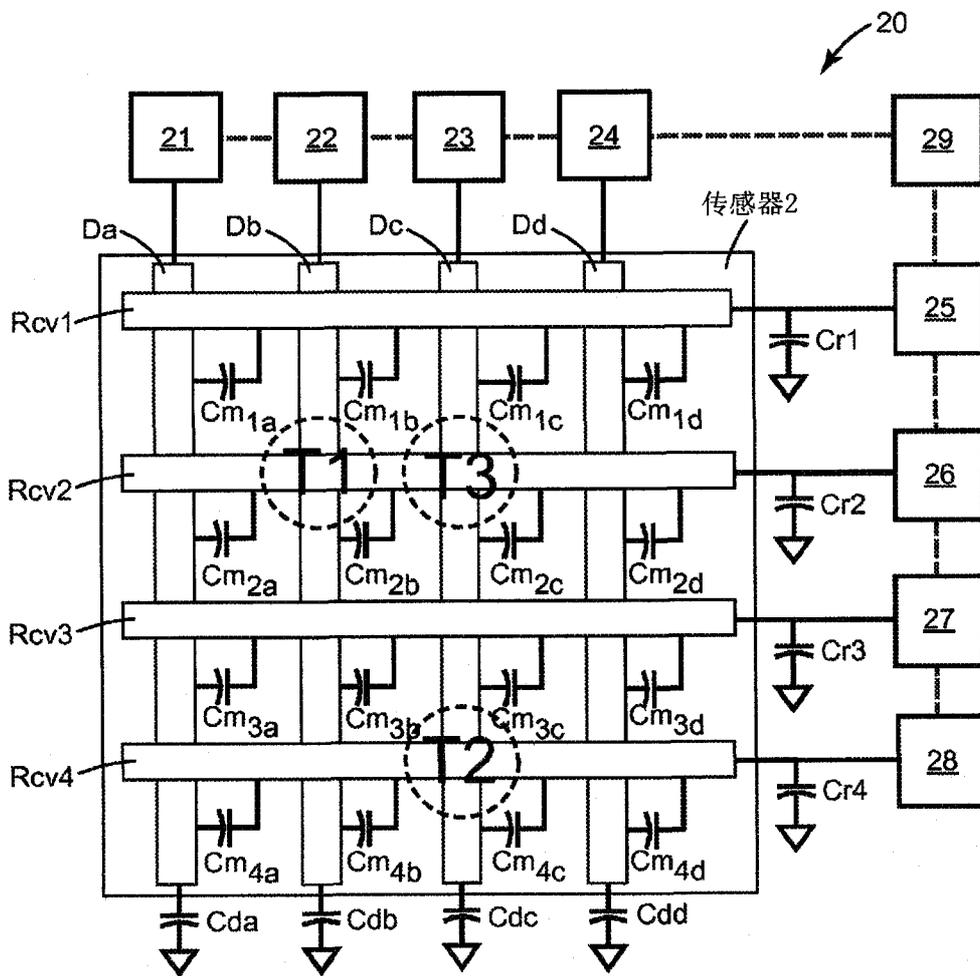


图 2

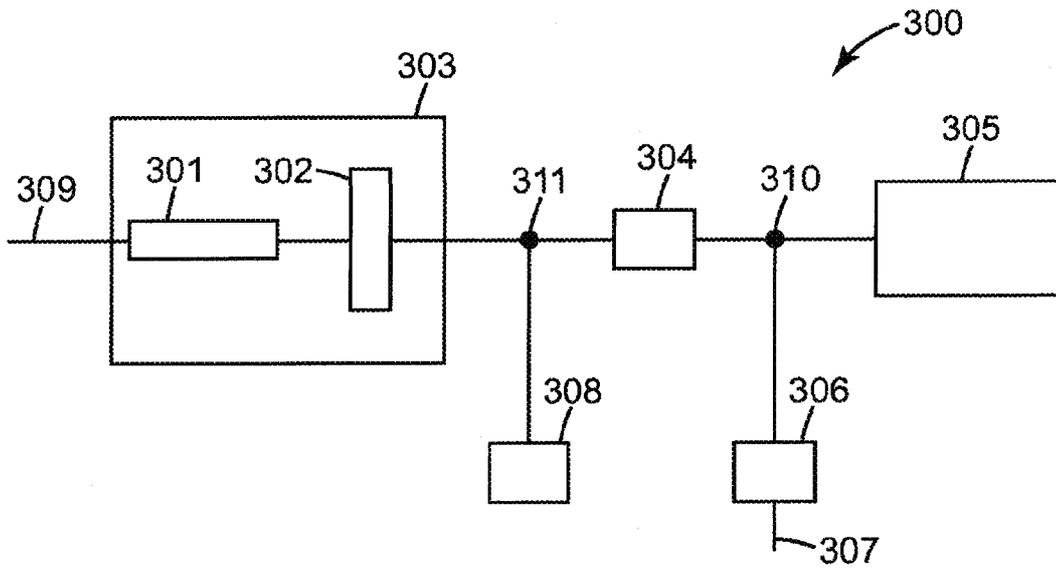


图 3a

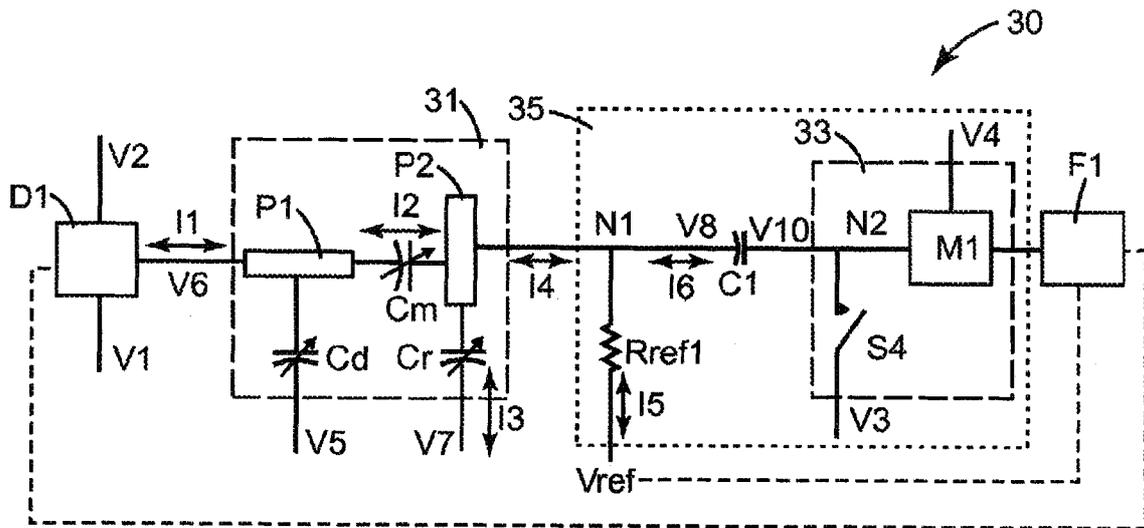


图 3b

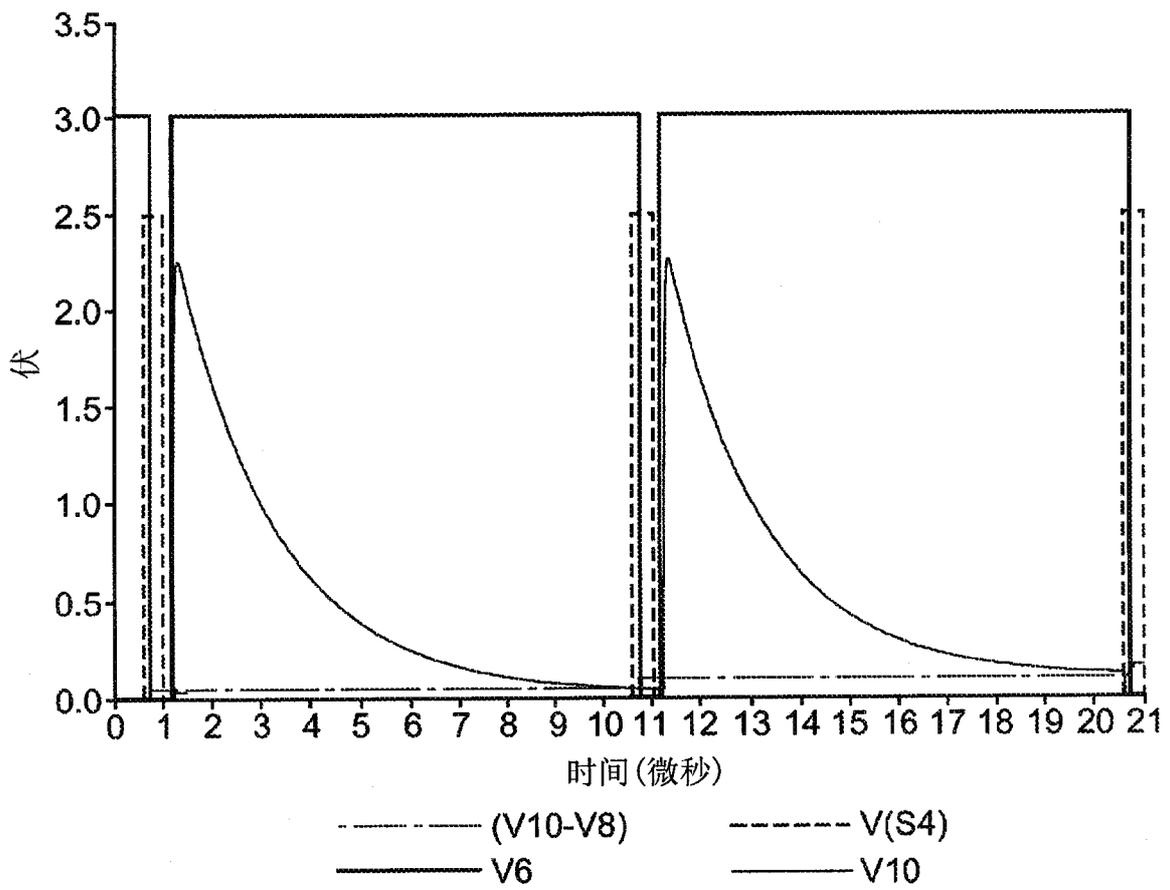


图 4a

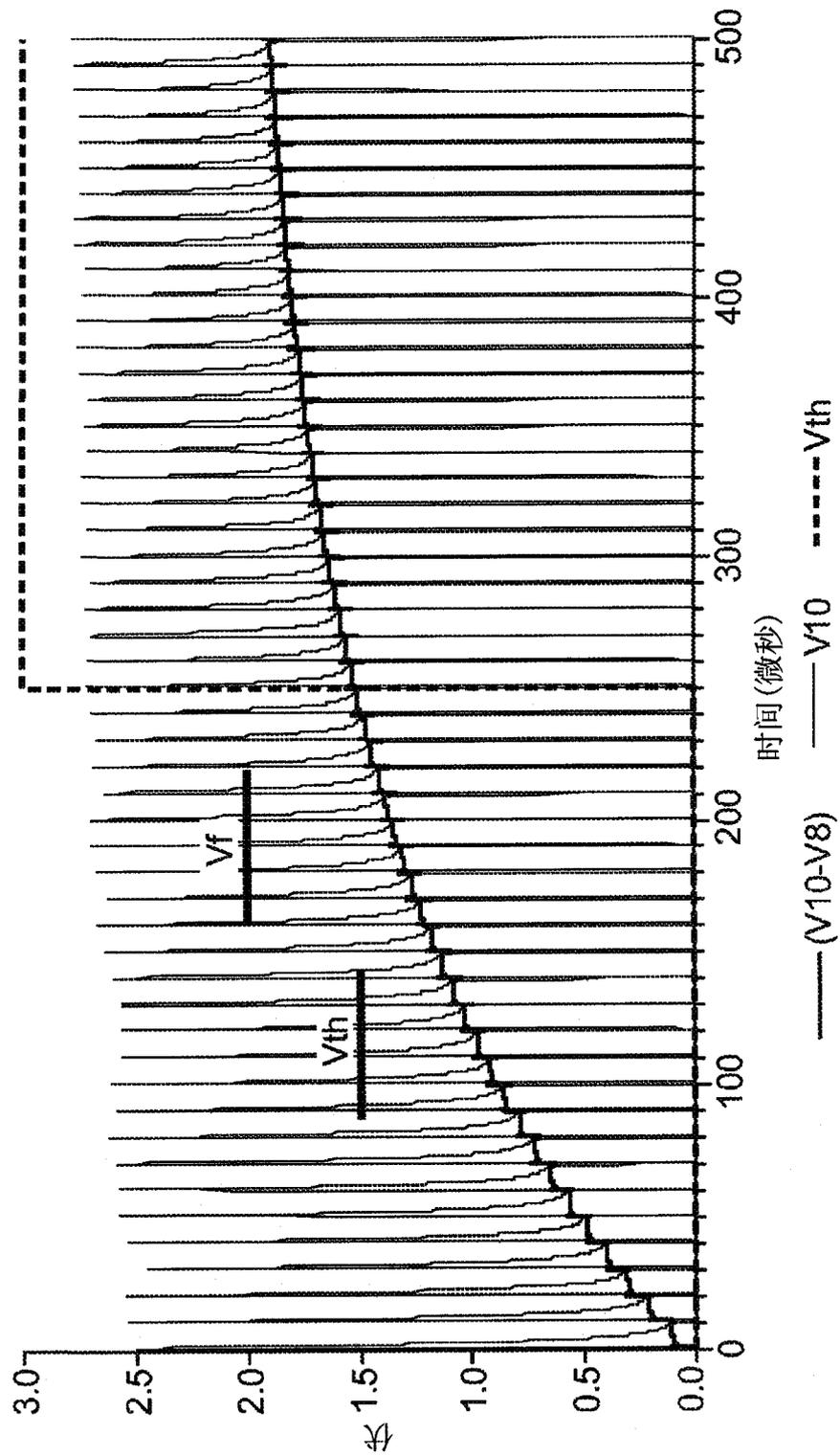


图 4b

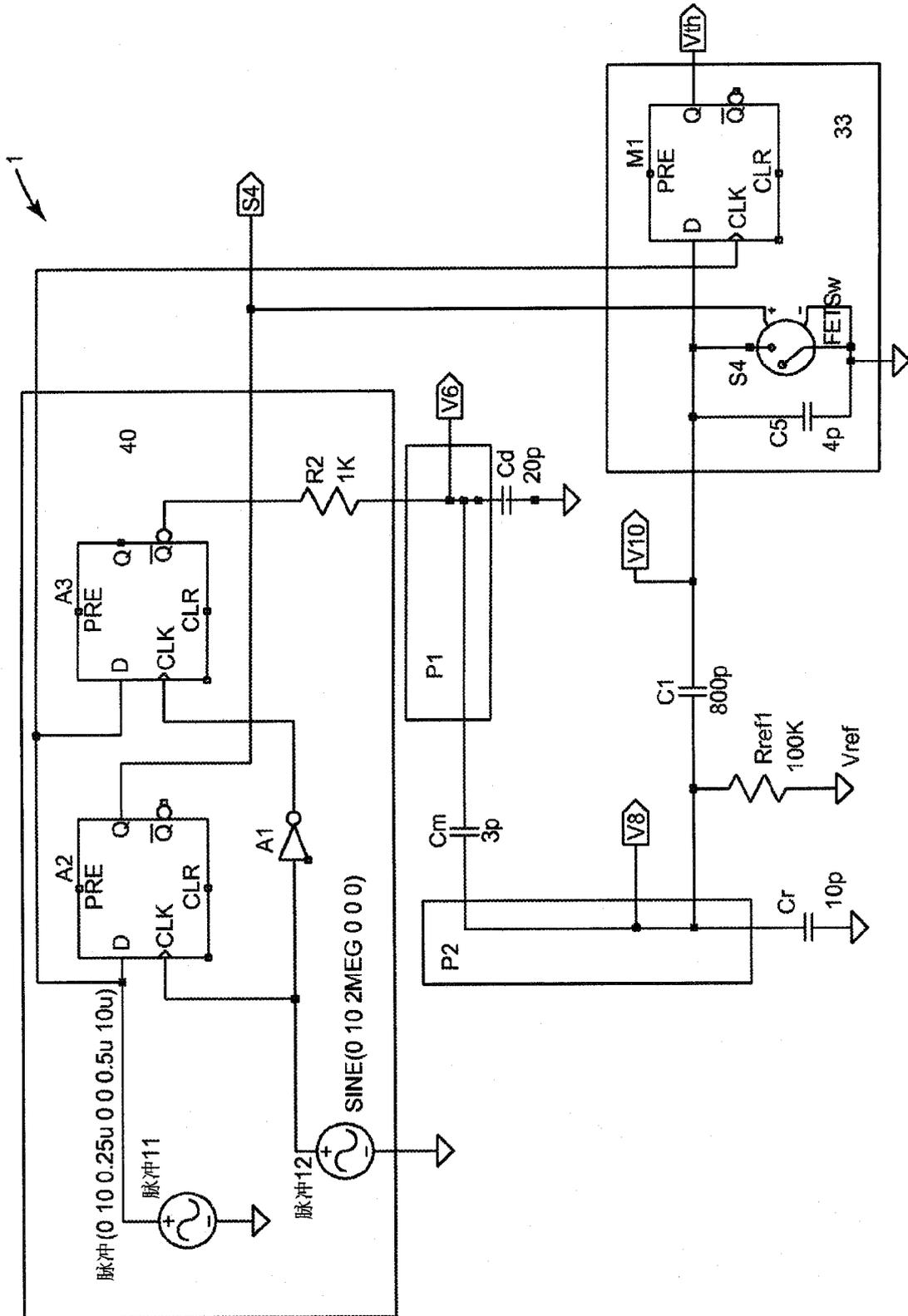


图 5

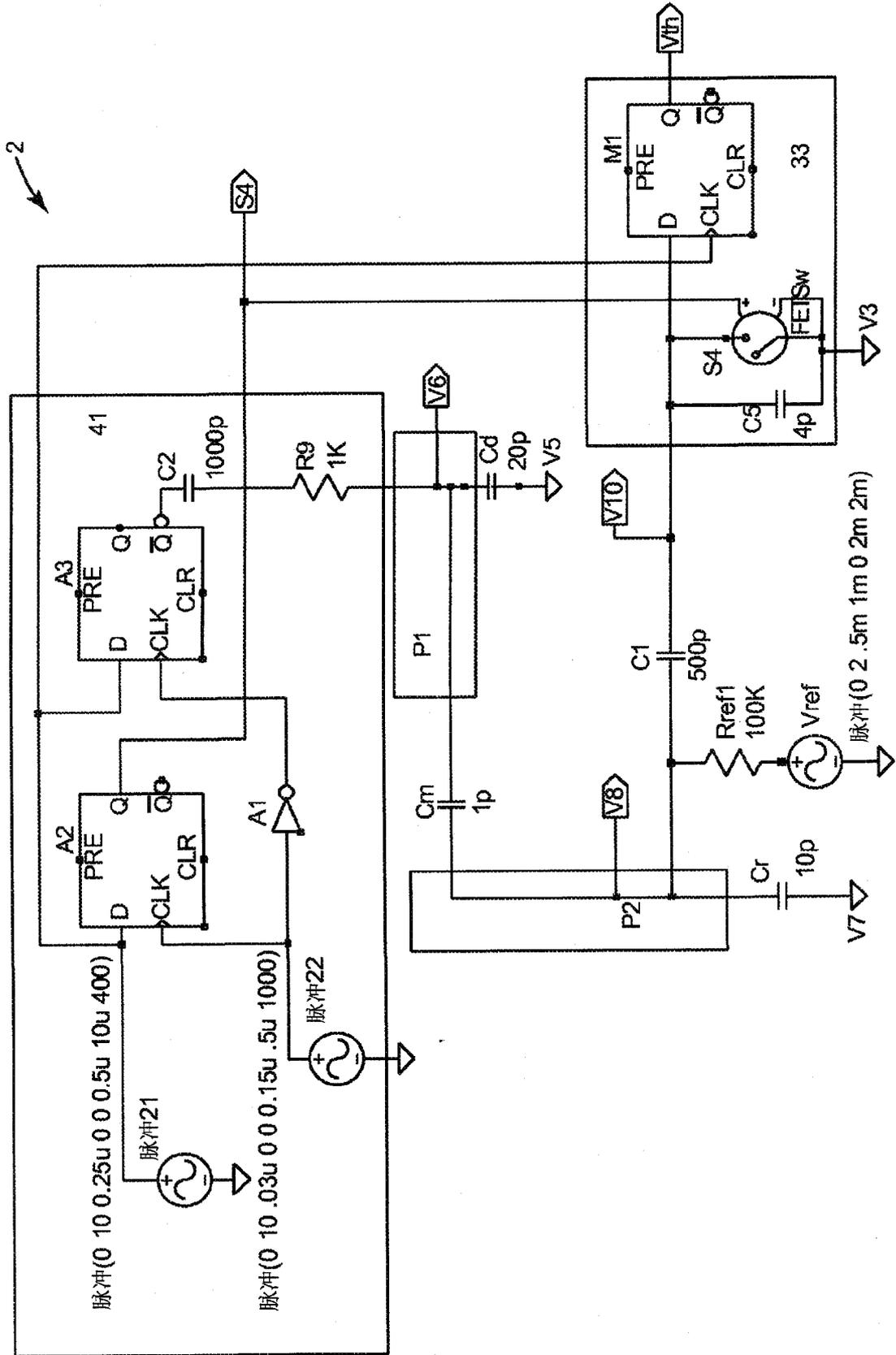


图 6

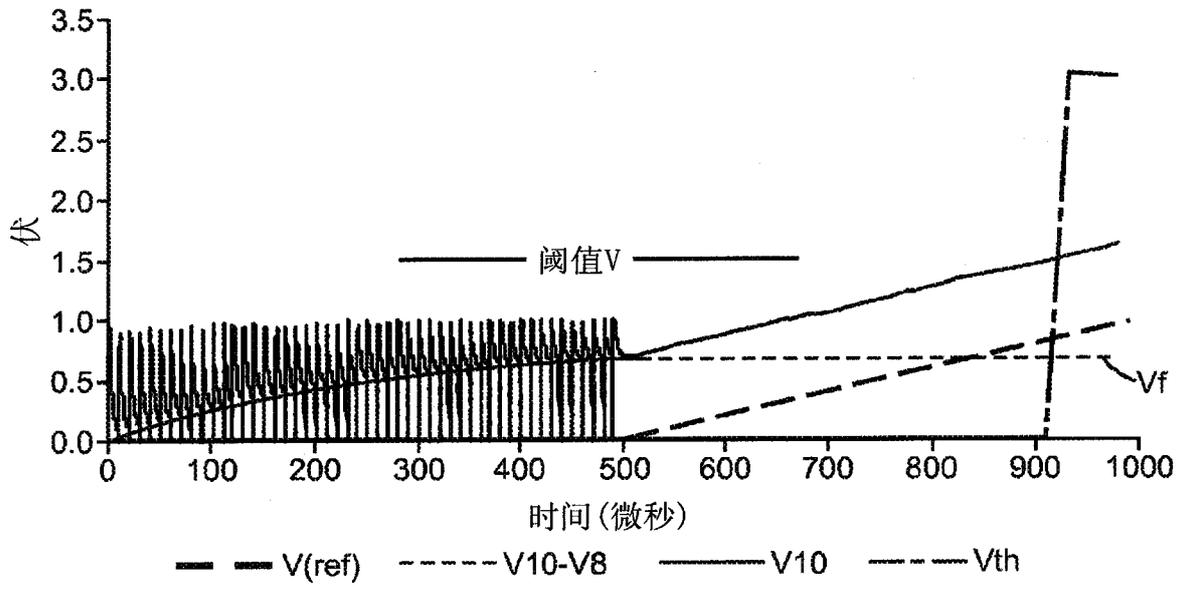


图 7

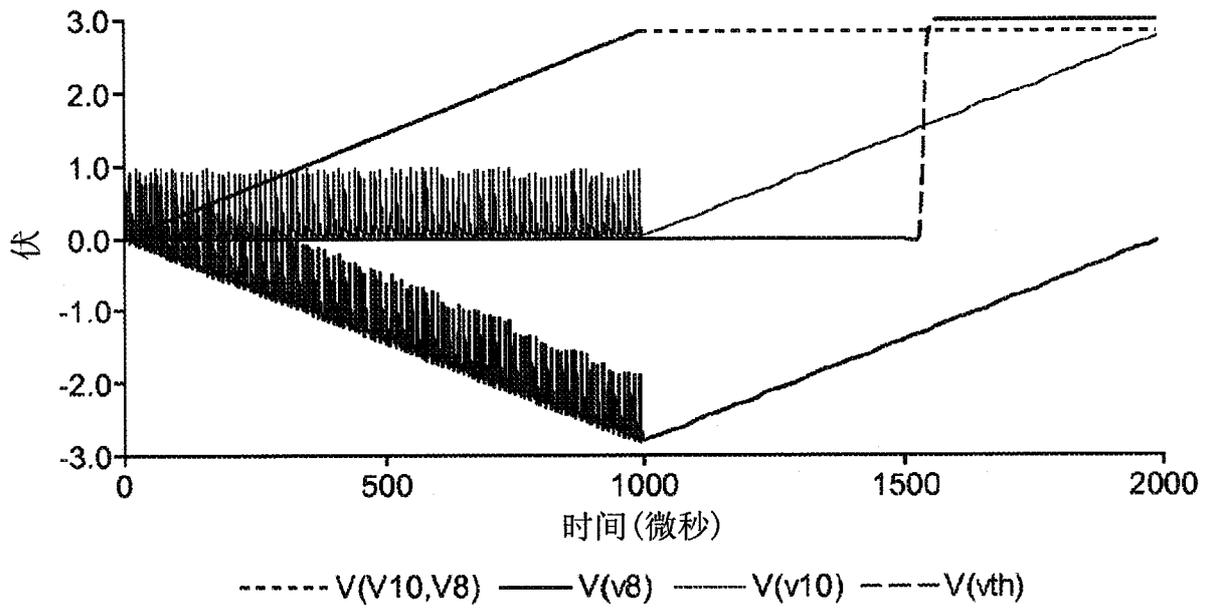


图 8

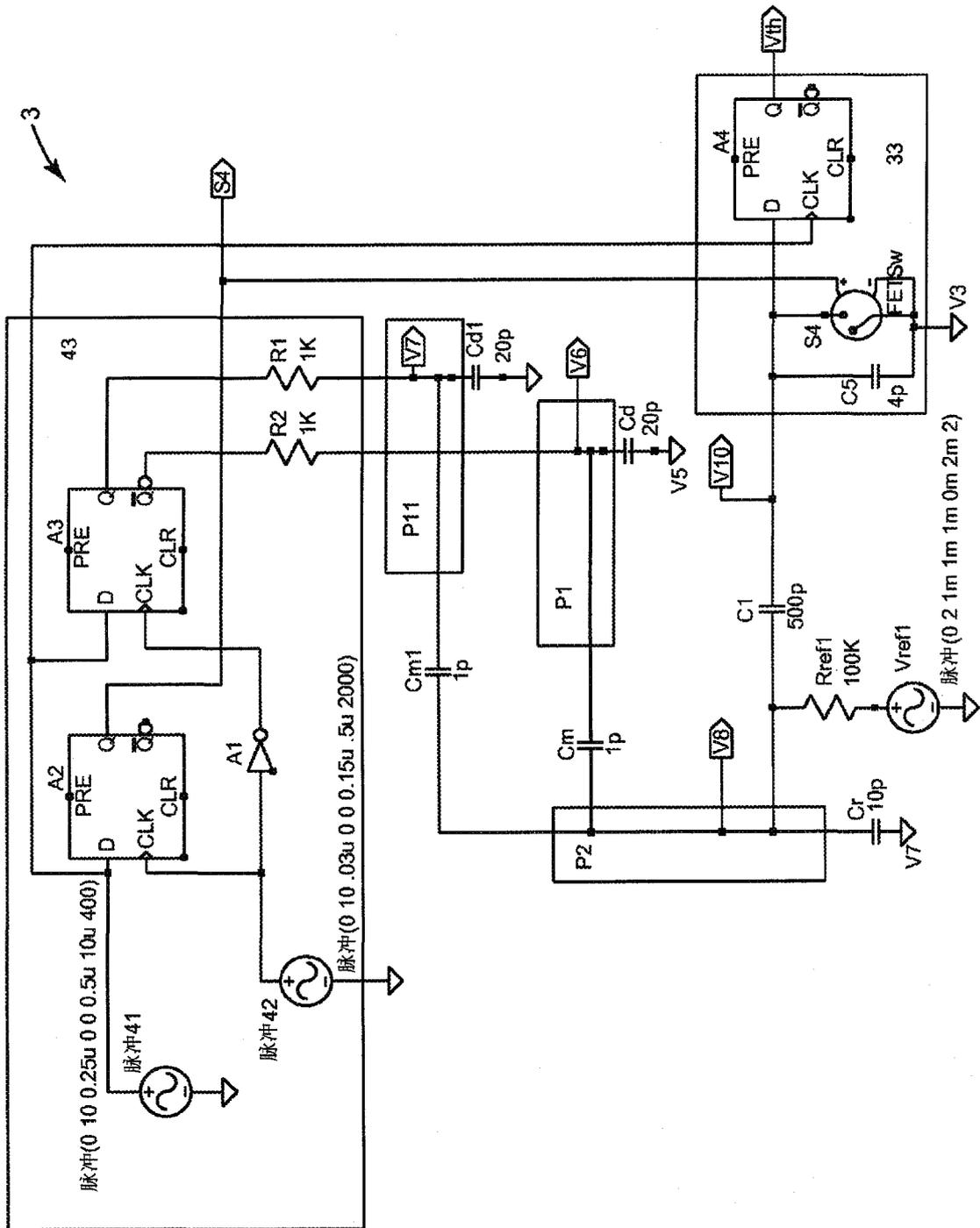


图 9

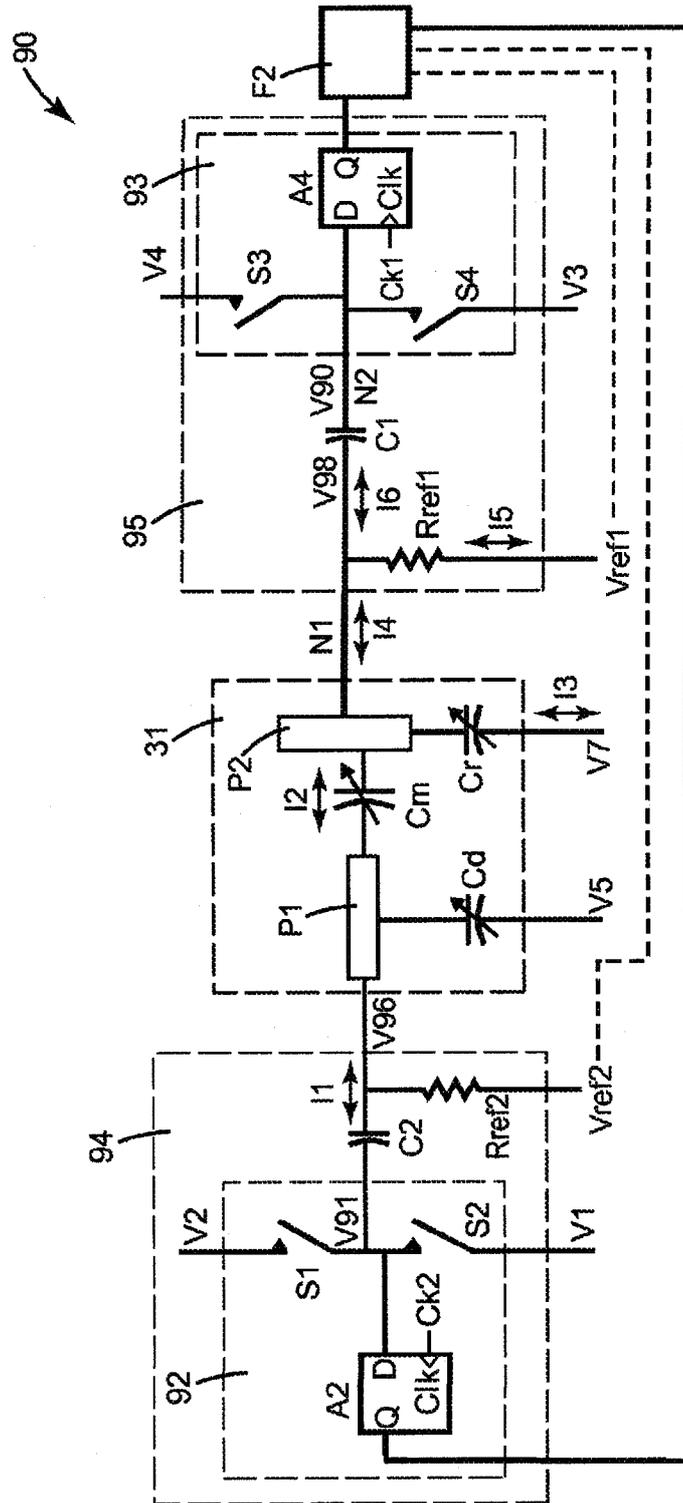


图 10a

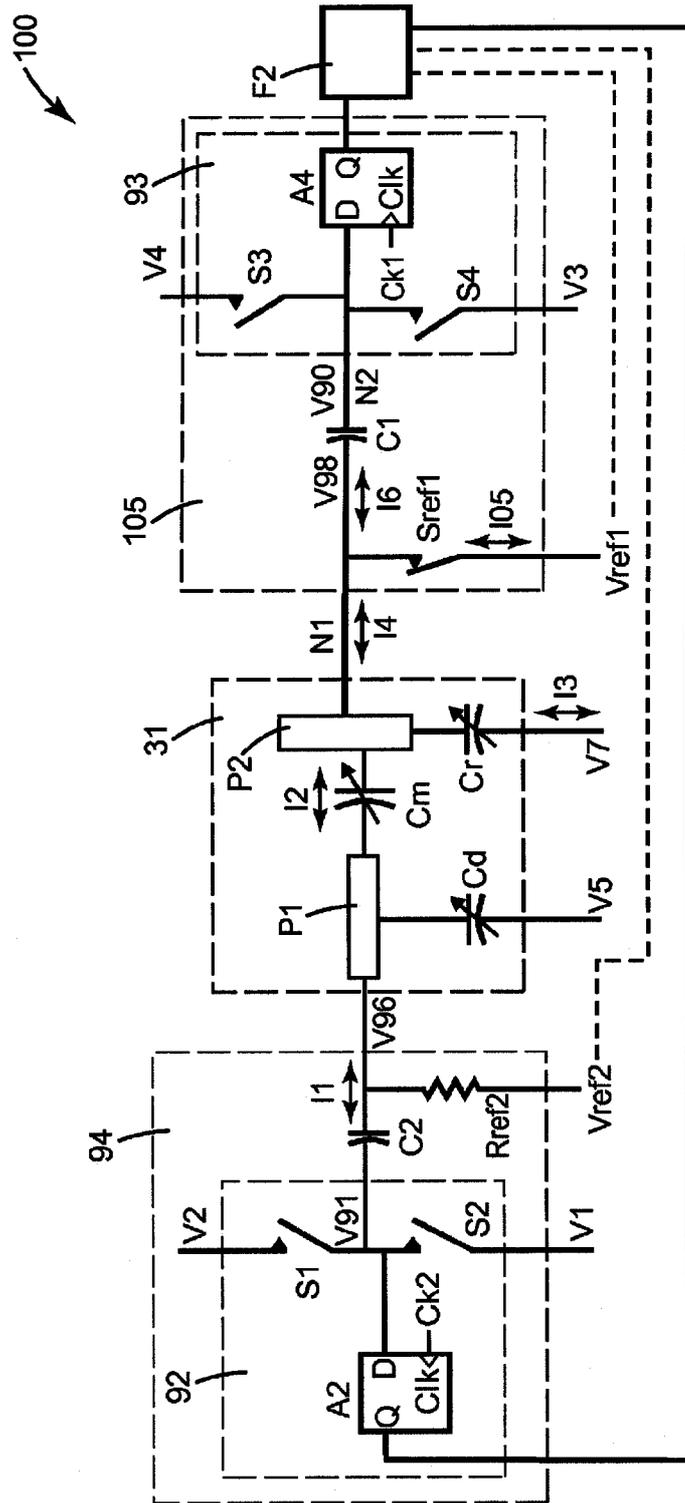


图 10b

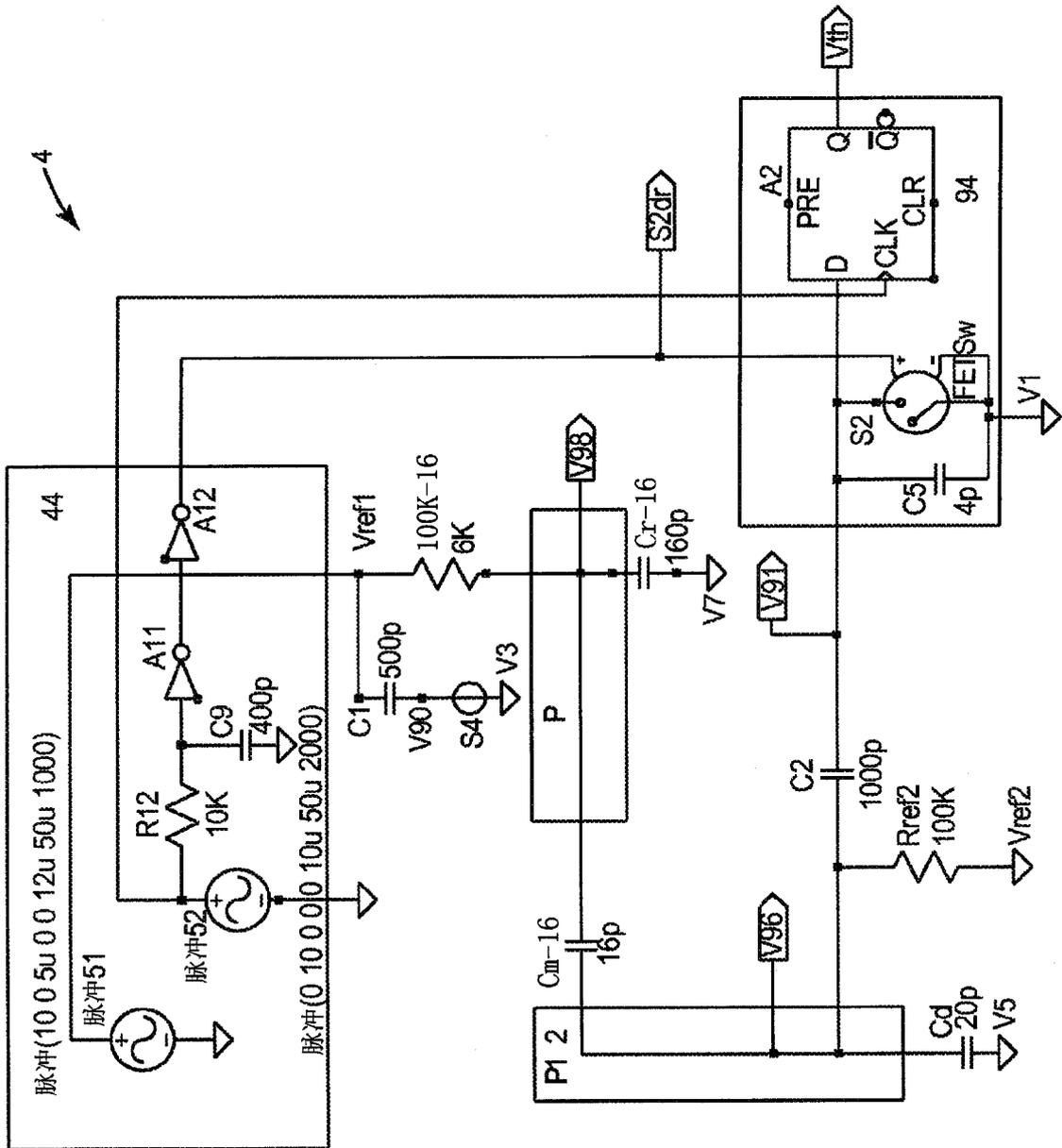


图 11