



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105206208 B

(45)授权公告日 2018.02.16

(21)申请号 201410858352.0

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2014.12.24

G09G 3/00(2006.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

G09G 3/3258(2016.01)

申请公布号 CN 105206208 A

G09G 3/3291(2016.01)

(43)申请公布日 2015.12.30

(56)对比文件

(30)优先权数据

CN 102741911 A, 2012.10.17,

10-2014-0080000 2014.06.27 KR

US 2014176400 A1, 2014.06.26,

(73)专利权人 乐金显示有限公司

US 2008088567 A1, 2008.04.17,

地址 韩国首尔

US 2007139311 A1, 2007.06.21,

(72)发明人 柳相镐 金凡植

US 2010097360 A1, 2010.04.22,

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127

CN 102968954 A, 2013.03.13,

代理人 吕俊刚 刘久亮

CN 103578411 A, 2014.02.12,

CN 101859529 A, 2010.10.13,

审查员 王少伟

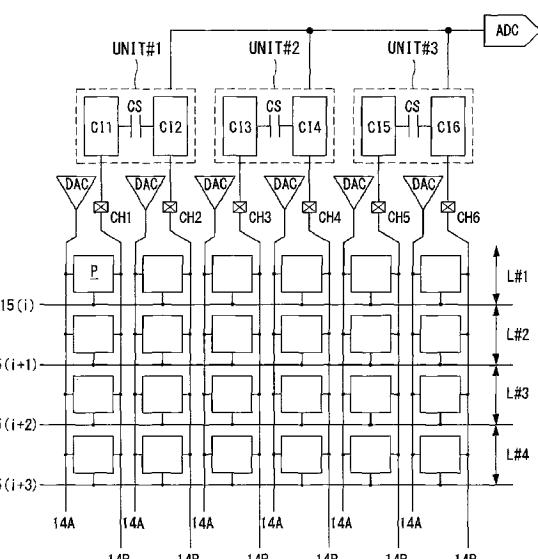
权利要求书2页 说明书14页 附图17页

(54)发明名称

用于感测驱动元件的电特性的有机发光显示器

(57)摘要

用于感测驱动元件的电特性的有机发光显示器。一种有机发光显示器包括：显示面板，该显示面板具有与数据线和感测线连接的多个像素，各个像素包括OLED和用于控制OLED的发光量的驱动TFT；以及数据驱动器IC，该数据驱动器IC包括用于通过与感测线连接的多个感测通道感测像素的电流数据的多个感测单元，各个感测单元包括：连接到奇数感测通道的第一电流积分器；连接到与奇数感测通道相邻的偶数感测通道的第二电流积分器；以及采样及保持单元，该采样及保持单元从自第一电流积分器输入的第一采样值和自第二电流积分器输入的第二采样值中去除公共噪声分量，同时存储并保存第一采样值和第二采样值。



1. 一种有机发光显示器,该有机发光显示器包括:

显示面板,该显示面板具有与数据线和感测线连接的多个像素,各个像素包括OLED和用于控制该OLED的发光量的驱动TFT;以及

数据驱动器IC,该数据驱动器IC包括:DAC,该DAC用于将感测数据电压施加到所述数据线;多个感测单元,该多个感测单元用于通过与所述感测线连接的多个感测通道感测所述像素的电流数据;以及ADC,该ADC公共地连接到所述感测单元,

各个感测单元包括:

第一电流积分器,该第一电流积分器连接到奇数感测通道;

第二电流积分器,该第二电流积分器连接到与所述奇数感测通道相邻的偶数感测通道;以及

采样及保持单元,该采样及保持单元从自所述第一电流积分器输入的第一采样值和自所述第二电流积分器输入的第二采样值中去除公共噪声分量,同时存储并保持所述第一采样值和所述第二采样值。

2. 根据权利要求1所述的有机发光显示器,其中,所述采样及保持单元包括:

采样及差分电容器,该采样及差分电容器连接在所述第一电流积分器的第一输出节点与所述第二电流积分器的第二输出节点之间;

第一采样开关,该第一采样开关连接在所述第一电流积分器的输出端子与所述第一输出节点之间;

第二采样开关,该第二采样开关连接在所述第二电流积分器的输出端子与所述第二输出节点之间;

第一保持开关,该第一保持开关连接在所述第一输出节点与所述ADC的输入端子之间;

第二保持开关,该第二保持开关连接在所述第二输出节点与所述ADC的输入端子之间;

第一噪声消除开关,该第一噪声消除开关连接在所述第二输出节点与接地电源之间;以及

第二噪声消除开关,该第二噪声消除开关连接在所述第一输出节点与所述接地电源之间。

3. 根据权利要求1所述的有机发光显示器,其中,感测操作按照两个周期进行,所述两个周期包括:奇数感测周期,其用于感测从奇数感测线输入的像素电流并依次输出这些像素电流;以及偶数感测周期,其用于感测从偶数感测线输入的像素电流并依次输出这些像素电流,所述像素电流指示流过所述像素的所述驱动TFT的源-漏电流,并且

所述感测数据电压包括产生大于零的像素电流的针对给定灰度的数据电压以及不产生像素电流的针对黑色灰度的数据电压,

其中,在所述奇数感测周期中,针对给定灰度的数据电压被同时施加到通过所述数据线与所述奇数感测线连接的像素,并且针对黑色灰度的数据电压被同时施加到通过所述数据线与所述偶数感测线连接的像素,并且在所述偶数感测周期中,针对给定灰度的数据电压被同时施加到通过所述数据线与所述偶数感测线连接的像素,并且针对黑色灰度的数据电压被同时施加到通过所述数据线与所述奇数感测线连接的像素。

4. 根据权利要求3所述的有机发光显示器,其中,在所述奇数感测周期中,所述第一采样值包含像素电流分量和所述公共噪声分量二者,所述第二采样值仅包含所述公共噪声分

量，并且在所述偶数感测周期中，所述第二采样值包含像素电流分量和所述公共噪声分量二者，所述第一采样值仅包含所述公共噪声分量。

5. 根据权利要求1所述的有机发光显示器，其中，所述多个感测单元中的每一个还包括校准切换单元，该校准切换单元用于对所述ADC的特性的变化以及所述第一电流积分器和所述第二电流积分器的特性的变化进行补偿，

所述校准切换单元包括：

第一偏置开关，该第一偏置开关连接在节点X与奇数感测通道之间；

第二偏置开关，该第二偏置开关连接在节点X与偶数感测通道之间；

电压源开关，该电压源开关连接在所述节点X与基准电压的输入端子之间；以及

电流源开关，该电流源开关连接在所述节点X与基准电流的输入端子之间。

6. 根据权利要求2所述的有机发光显示器，其中，所述多个感测单元中的每一个还包括连接在均衡电压的输入端子与所述ADC的输入端子之间的均衡化开关，

其中，所述第一保持开关和所述第二保持开关以及所述均衡化开关在感测操作期间同时接通预定时间段，以使所述采样及差分电容器的两端均衡化。

7. 根据权利要求2所述的有机发光显示器，其中，所述多个感测单元中的每一个还包括：

第一低通滤波器，该第一低通滤波器连接在所述第一电流积分器的输出端子与所述第一采样开关之间；以及

第二低通滤波器，该第二低通滤波器连接在所述第二电流积分器的输出端子与所述第二采样开关之间。

8. 根据权利要求1所述的有机发光显示器，其中，所述多个感测单元中的每一个还包括：

第一电流传输器，该第一电流传输器连接在奇数感测通道与第一电流积分器之间；以及

第二电流传输器，该第二电流传输器连接在偶数感测通道与第二电流积分器之间。

9. 根据权利要求1所述的有机发光显示器，其中，所述第一电流积分器和所述第二电流积分器中的每一个包括：

放大器，该放大器包括与所述多个感测通道中的任一个连接的反相输入端子、用于接收基准电压的非反相输入端子以及用于输出采样值的输出端子；

积分电容器，该积分电容器连接在所述放大器的所述反相输入端子与输出端子之间；以及

第一开关，该第一开关连接到所述积分电容器的两端，

所述第一电流积分器中的积分电容器和所述第二电流积分器中的积分电容器中的每一个包括：

多个电容器，该多个电容器并联连接到所述放大器的所述反相输入端子；以及

多个电容调节开关，该多个电容调节开关连接在所述电容器与所述放大器的输出端子之间，

所述电容调节开关响应于基于从所述ADC输出的数字感测值的开关控制信号而接通/断开。

用于感测驱动元件的电特性的有机发光显示器

技术领域

[0001] 本发明涉及有机发光显示器,更具体地,涉及一种能够感测驱动元件的电特性的有机发光显示器。

背景技术

[0002] 有源矩阵类型的有机发光显示器包括自发光有机发光二极管(以下称为“OLED”),并且提供诸如快响应速度、高发光效率、高亮度以及宽视角的优势。

[0003] 作为自发光元件的OLED包括阳极、阴极以及形成在阳极和阴极之间的有机化合物层HIL、HTL、EML、ETL和EIL。有机化合物层包括空穴注入层HIL、空穴输送层HTL、发光层EML、电子输送层ETL以及电子注入层EIL。当驱动元件被应用到阳极和阴极时,通过空穴输送层HTL的空穴和通过电子输送层ETL的电子移动到发光层EML以形成激子。结果,发光层EML产生可见光。

[0004] 在有机发光显示器中,各自包括OLED的像素被排列成矩阵形式,并且根据视频数据的灰度控制像素的亮度。各个像素包括驱动元件,即驱动TFT(薄膜晶体管),该驱动TFT响应于其栅电极与源电极之间施加的电压V_{gs}控制驱动电流流过所述OLED。驱动TFT的诸如阈值电压、移动性等的电特性可以随着驱动时间的过去而退化,造成从像素到像素的变化。驱动TFT的电特性在像素之间的变化使得相同的视频数据的亮度在像素之间不同。这使得难以实现期望的图像。

[0005] 已知内部补偿方法和外部补偿方法来补偿驱动TFT的电特性的变化。在内部补偿方法中,驱动TFT的阈值电压的变化在像素电路内部进行自动补偿。像素电路的配置是非常复杂的,因为为了进行内部补偿,流过OLED的驱动电流必须在不考虑驱动TFT的阈值电压的情况下进行确定。而且,内部补偿方法不适于补偿驱动TFT之间的移动性变化。

[0006] 在外部补偿方法中,通过测量与驱动TFT的电特性(阈值电压和移动性)对应的感测到的电压并基于这些感测到的电压通过外部电路调制视频数据来补偿电特性的变化。近年来,正在积极进行关于外部补偿方法的研究。

[0007] 在传统的外部补偿方法中,数据驱动电路通过感测线从各个像素接收感测到的电压,将所感测到的电压转换成数字感测值,然后将该数字感测值发送到定时控制器。定时控制器基于数字感测值调制数字视频数据,并补偿驱动TFT的电特性的变化。

[0008] 由于驱动TFT是电流元件,其电特性由响应于给定的栅-源电压V_{gs}在漏极与源极之间流动的电流I_{ds}的量来表示。顺便说下,为了感测驱动TFT的电特性,传统外部补偿方法的数据驱动电路感测与电流I_{ds}对应的电压,而不感测流过驱动TFT的电流I_{ds}。

[0009] 例如,在由本申请人提交的专利No.10-2013-0134256和No.10-2013-0149395中公开的外部补偿方法中,驱动TFT以源极跟随器的方式进行操作,然后通过数据驱动电路感测存储在感测线的线电容器(寄生电容器)中的电压(驱动TFT的源电压)。在该外部补偿方法中,为了补偿驱动TFT的阈值电压的变化,当以源极跟随器的方式工作的驱动TFT DT的源极电位达到饱和状态(即,驱动TFT DT的电流I_{ds}成为零)时感测源电压。并且,在该外部补偿

方法中,为了补偿驱动TFT的移动性的变化,在以源极跟随器的方式工作的驱动TFT DT的源极电位达到饱和状态之前感测线性电压。

[0010] 传统的外部补偿方法具有以下问题。

[0011] 首先,在流过驱动TFT的电流被改变成源电压之后感测源电压并且利用感测线的寄生电容器存储该源电压。在这种情况下,感测线的寄生电容相当大,而且寄生电容的量可以随着显示面板的显示负载而变化。由于寄生电容不保持在恒定水平而是由于各种环境因素的影响而变化,其无法进行校准。存储有电流的寄生电容的量的任何变化使得难以获得准确的感测值。

[0012] 第二,因为传统的外部补偿方法采用电压感测,获得感测值需要花费相当长的时间,例如,直至驱动TFT的源电压达到饱和。特别地,如果感测线的寄生电容较大,则需要花费很多时间来吸取足够的电流以满足能够进行感测的电压水平。如图1所示,该问题在低灰度感测的情况下比高灰度感测的情况下变得更加严重。

发明内容

[0013] 本发明的一个方面在于提供一种在感测驱动元件的电特性时提供更短的感测时间和更高的感测性能的有机发光显示器。

[0014] 本发明的示例性实施方式提供了一种有机发光显示器,该有机发光显示器包括:显示面板,该显示面板具有与数据线和感测线连接的多个像素,各个像素包括OLED和用于控制该OLED的发光量的驱动TFT;以及数据驱动器IC,该数据驱动器IC包括用于向所述数据线施加感测数据电压的DAC、用于通过与所述感测线连接的多个感测通道感测所述像素的电流数据的多个感测单元以及公共地连接到所述感测单元的ADC,各个感测单元包括:连接到奇数感测通道的第一电流积分器;连接到与所述奇数感测通道相邻的偶数感测通道的第二电流积分器;以及采样及保持单元,该采样及保持单元从自所述第一电流积分器输入的第一采样值和自所述第二电流积分器输入的第二采样值中去除公共噪声分量,同时存储并保持第一采样值和第二采样值。

[0015] 所述采样及保持单元包括:采样及差分电容器,其连接在所述第一电流积分器的第一输出节点与所述第二电流积分器的第二输出节点之间;第一采样开关,其连接在所述第一电流积分器的输出端子与所述第一输出节点之间;第二采样开关,其连接在所述第二电流积分器的输出端子与所述第二输出节点之间;第一保持开关,其连接在所述第一输出节点与所述ADC的输入端子之间;第二保持开关,其连接在所述第二输出节点与所述ADC的输入端子之间;第一噪声消除开关,其连接在所述第二输出节点与接地电源之间;以及第二噪声消除开关,其连接在所述第一输出节点与所述接地电源之间。

[0016] 感测操作按照两个周期进行,所述两个周期包括:奇数感测周期,其用于感测从奇数感测线输入的像素电流并依次输出所述像素电流;以及偶数感测周期,其用于感测从偶数感测线输入的像素电流并依次输出所述像素电流,所述像素电流指示流过像素的驱动TFT的源-漏电流,并且感测数据电压包括产生大于零的像素电流的针对给定灰度的数据电压和不产生像素电流的针对黑色灰度的数据电压,其中,在所述奇数感测周期中,针对给定灰度的所述数据电压被同时施加到通过数据线连接到所述奇数感测线的像素,并且针对黑色灰度的所述数据电压被同时施加到通过数据线连接到所述偶数感测线的像素,并且在所

述偶数感测周期中,针对给定灰度的所述数据电压被同时施加到通过数据线连接到所述偶数感测线的像素,并且针对黑色灰度的所述数据电压被同时施加到通过数据线连接到所述奇数感测线的像素。

[0017] 在奇数感测周期中,第一采样值包含像素电流分量和公共噪声分量二者,第二采样值仅包含公共噪声分量,并且在偶数感测周期中,第二采样值包含像素电流分量和公共噪声分量二者,第一采样值仅包含公共噪声分量。

[0018] 各个感测单元还包括校准切换单元,该校准切换单元用于补偿ADC的特性的变化以及第一电流积分器和第二电流积分器的特性的变化。

[0019] 校准切换单元包括:第一偏置开关,其连接在节点X与奇数感测通道之间;第二偏置开关,其连接在节点X与偶数感测通道之间;电压源开关,其连接在节点X与基准电压的输入端子之间;电流源开关,其连接在节点X与基准电流的输入端子之间。

[0020] 各个感测单元还包括均衡化开关,该均衡化开关连接在均衡化电压的输入端子与ADC的输入端子之间,其中,第一保持开关和第二保持开关以及所述均衡化开关在感测操作期间同时接通达预定时间段,以使采样及差分电容器的两端均衡化。

[0021] 各个感测单元还包括:第一低通滤波器,其连接在第一电流积分器的输出端子与第一采样开关之间;以及第二低通滤波器,其连接在第二电流积分器的输出端子与第二采样开关之间。

[0022] 各个感测单元还包括:第一电流传输器,其连接在奇数感测通道与第一电流积分器之间;以及第二电流传输器,其连接在偶数感测通道与第二电流积分器之间。

[0023] 第一电流积分器和第二电流积分器中的每一个包括:放大器,该放大器包括与感测通道中的任一个连接的反相输入端子、用于接收基准电压的非反相输入端子以及用于输出采样值的输出端子;积分电容器,该积分电容器连接在所述放大器的所述反相输入端子与输出端子之间;以及第一开关,该第一开关连接到所述积分电容器的两端,第一积分电容器和第二积分电容器中的每一个包括:多个电容器,所述多个电容器并联连接到所述放大器的所述反相输入端子;以及多个电容调节开关,所述多个电容调节开关连接在所述电容器与所述放大器的所述输出端子之间,其中,所述电容调节开关响应于基于从ADC输出的数字感测值的开关控制信号而接通/断开。

附图说明

[0024] 附图被包括以提供对本发明的进一步理解,并且被并入本说明书且构成本说明书的一部分,附图示出了本发明的实施方式,并且与说明书一起用于解释本发明的原理。

[0025] 附图中:

[0026] 图1示出基于电流感测方法实现外部补偿的有机发光显示器的示意性结构;

[0027] 图2示出一个像素与利用电流感测方法应用到外部补偿的电流积分器之间的连接结构;

[0028] 图3示出易受噪声影响的电流感测方法的缺点;

[0029] 图4示出应用有改进的电流感测方法的根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器;

[0030] 图5示出形成在图4的显示面板上的像素的结构以及用于实现改进的电流感测方

法的数据驱动器IC的结构；

- [0031] 图6示出施加到感测单元的驱动信号；
- [0032] 图7示出感测单元的详细结构；
- [0033] 图8示意性地示出ADC校准模式的操作顺序；
- [0034] 图9和图10示出感测单元在ADC校准模式下的操作状态；
- [0035] 图11示意性地示出CI校准模式的操作顺序；
- [0036] 图12和图13示出感测单元在CI校准模式下的操作状态；
- [0037] 图14示意性地示出感测模式的操作顺序；
- [0038] 图15和图16示出感测单元在感测模式下的操作状态；
- [0039] 图17是示出公共地施加到感测单元的基准电流和基准电压的视图；
- [0040] 图18示出根据本发明的感测单元的修改例；
- [0041] 图19示出根据本发明的感测单元的另一修改例；以及
- [0042] 图20示出用于调节积分电容器的电容以防止ADC超范围的方法。

具体实施方式

[0043] 以下,将参照附图描述本发明的示例性实施方式。在下面的说明中,如果相关已知功能或结构的详细描述由于不必要的细节而使本发明模糊,则其将被省略。

[0044] 1、电流感测方法

[0045] 将对本发明所基于的电流感测方法进行说明。

[0046] 图1示出基于电流感测方法实现外部补偿的有机发光显示器的示意性结构。图2示出一个像素与利用电流感测方法应用到外部补偿的电流积分器之间的连接结构。

[0047] 参照图1,在本发明中,进行电流感测所需的感测块和ADC(模拟-数字转换器)被包括在数据驱动器IC SDIC中,并且从显示面板的像素感测到电流数据。感测块包括多个电流积分器,并执行从显示面板输入的电流数据的积分。显示面板的像素与感测线连接,并且电流积分器经由感测通道与感测线连接。从各个积分器获取的积分值(由电压表示)进行采样和保持并且被输入到ADC中。ADC将模拟积分值转换成数字感测值,然后将该数字感测值发送到定时控制器。定时控制器基于所述数字感测值得到用于补偿阈值电压变化和移动性变化的补偿数据,基于所述补偿数据调制用于图像显示的图像数据,然后将该图像数据发送到数据驱动器IC SDIC。经调制的图像数据通过所述数据驱动器IC SDIC被转换成针对图像显示的数据电压,然后被施加到显示面板。

[0048] 图2描述了一个像素与利用电流感测方法应用到外部补偿的电流积分器之间的连接结构。参照图2,本发明的像素PIX可以包括OLED、驱动TFT(薄膜晶体管)DT、存储电容器Cst、第一开关TFT ST1以及第二开关TFT ST2。

[0049] OLED包括连接到第二节点N2的阳极、连接到低电位驱动电压EVSS的输入端子的阴极以及位于阳极与阴极之间的有机化合物层。驱动TFT DT根据栅-源电压Vgs控制进入OLED的电流的量。驱动TFT DT包括连接到第一节点N1的栅电极、连接到高电位驱动电压EVDD的输入端子的漏电极以及连接到第二节点N2的源电极。存储电容器Cst连接在第一节点N1与第二节点N2之间。第一开关TFT ST1响应于选通脉冲SCAN将数据电压供应线14A上的数据电压Vdata施加到第一节点N1。第一开关TFT ST1包括连接到选通线15的栅电极、连接到数据

电压供应线14A的漏电极以及连接到第一节点N1的源电极。第二开关TFT ST2响应于选通脉冲SCAN在第二节点N2与感测线14B之间切换电流的流动。第二开关TFT ST2包括连接到第二选通线15D的栅电极、连接到感测线14B的漏电极以及连接到第二节点N2的源电极。

[0050] 如图2所示,电流积分器CI包括:放大器AMP,该放大器AMP包括经由感测通道CH连接到感测线14B并从所述感测线14B接收像素电流 I_{pix} (即,驱动TFT的源-漏电流 I_{ds})的反相输入端子(-)、用于接收基准电压VREF的非反相输入端子(+)以及输出端子;连接在所述放大器AMP的所述反相输入端子(-)与输出端子之间的积分电容器CFB;以及连接到所述积分电容器CFB的两端的复位开关RST。

[0051] 电流积分器CI通过采样及保持电路连接到ADC。采样及保持电路包括用于对放大器AMP的输出 V_{out} 进行采样的采样开关SAM、存储通过所述采样开关SAM施加的输出 V_{out} 的采样电容器C以及用于发送存储在所述采样电容器C中的输出 V_{out} 的保持开关HOLD。

[0052] 从电流积分器CI获取积分值 V_{sen} 的感测操作按照包括初始化周期1、感测周期2和采样周期3在内的多个周期执行。

[0053] 在初始化周期1中,放大器AMP通过复位开关RST的接通作为增益为1的单位增益缓冲器进行工作。在初始化周期1中,放大器AMP的输入端子(+, -)和输出端子、感测线14B以及第二节点N2全部被初始化为基准电压VREF。

[0054] 在初始化周期1期间,感测数据电压 $V_{data-SEN}$ 通过数据驱动器IC SDIC施加到第一节点N1。因此,与第一节点N1和第二节点N2之间的电位差 $\{ (V_{data-SEN}) - V_{REF} \}$ 对应的源-漏电流 I_{ds} 在其流向驱动TFT DT时保持稳定。然而,由于放大器AMP在所述初始化周期期间继续作为单位增益缓冲器,因此输出端子的电位被维持在基准电压VREF。

[0055] 在感测周期2中,放大器AMP通过复位开关RST的断开作为电流积分器CI进行工作,以利用积分电容器CFB执行流过驱动TFT DT的源-漏电流 I_{ds} 的积分。在感测周期 T_{sen} 中,随着感测时间过去,积分电容器CFB的两端之间的电位差由于进入放大器AMP的反相输入端子(-)的电流 I_{ds} 而增加,即,已存储电流 I_{ds} 的值增加。然而,反相输入端子(-)和非反相输入端子(+)通过由于放大器AMP的性质造成的虚拟接地而被短路,并且所述反相输入端子(-)与所述非反相输入端子(+)之间的电位差为零。因此,反相输入端子(-)的电位在感测周期2中被维持在基准电压VREF,而与积分电容器CFB两端的电位差是否增加无关。相反,放大器AMP的输出端子的电位响应于积分电容器CFB的两端之间的电位差而降低。根据该原理,在感测周期2中通过感测线14B进入的电流 I_{ds} 通过积分电容器CFB被转换成积分值 V_{sen} ,该积分值 V_{sen} 是电压值。电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率随着通过感测线14B进入的电流 I_{ds} 的量变大而增加。因此,电流 I_{ds} 的量越大,积分值 V_{sen} 越小。在感测周期2中,积分值 V_{sen} 通过采样开关SAM并被存储在采样电容器C中。

[0056] 在采样周期3中,当保持开关HOLD接通时,存储在采样电容器C中的积分值 V_{sen} 通过所述保持开关HOLD并且被输入到ADC中。积分值 V_{sen} 通过ADC被转换成数字感测值,然后被发送到定时控制器。定时控制器将数字感测值应用到补偿算法以得到阈值电压变化 ΔV_{th} 和移动性变化 ΔK 以及用于补偿这些变化的补偿数据。补偿算法可以作为查找表或计算逻辑来实现。

[0057] 包括在本发明的电流积分器CI中的积分电容器CFB的电容仅是感测线两端存在的寄生电容的几百分之一。因此,与传统的电压感测方法相比,本发明的电流感测方法可以显

著减少吸取足以满足用来实现感测的积分值 V_{sen} 的电流 I_{ds} 所花费的时间。而且,在传统的电压感测方法中,由于驱动TFT的源电压在其饱和之后被采样作为感测电压,感测阈值电压需要花费相当长的时间;然而,在电流感测方法中,由于驱动TFT的源-漏电流的积分以及积分值的采样可以利用电流感测在较短的时间内进行,所以感测阈值电压和移动性花费少得多的时间。

[0058] 并且,与感测线的寄生电容器不同,包括在本发明的电流积分器CI中的积分电容器CFB由于其存储的值不会随着显示负载而变化而能够很容易地进行校准,从而能够获取准确的感测值。

[0059] 由此可见,本发明能够通过经由利用电流积分器的电流感测方法实现低电流感测和高速感测来显著减少感测时间。

[0060] 2、电流感测方法的缺点

[0061] 图3示出易受噪声影响的电流感测方法的缺点。

[0062] 如上所述,与传统的电压感测方法相比,利用电流积分器的电流感测方法在减少感测时间时是有利的,但是其缺点在于由于要感测的像素电流 I_{pix} (驱动TFT的源-漏电流 I_{ds})通常非常小而易受噪声的影响。由于施加到电流积分器的非反相输入端子(+)的基准电压 V_{REF} 的变化以及各自连接到电流积分器的反相输入端子(-)的感测线之间的不同噪声源,噪声可以进入电流积分器。这种噪声在电流积分器内部被放大并且被施加到积分值 V_{sen} ,因而造成感测结果失真。而且,由于利用电流感测方法,对应通道中的泄露电流分量无法施加到来自电流积分器的积分值,因此难以准确地感测实际的像素电流 I_{pix} 。

[0063] 由于无法按照期望补偿驱动TFT的电特性,所以这种感测性能的下降导致更低的补偿性能。

[0064] 下面将讨论能够提供更高感测性能的改进的电流感测方法。

[0065] 3、根据本发明的改进的电流感测方法以及利用该改进的电流感测方法的实施方式

[0066] 图4示出应用了改进的电流感测方法的根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器。图5示出形成在图4的显示面板上的像素的结构以及用于实现改进的电流感测方法的数据驱动器IC的结构。

[0067] 参照图4和图5,根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器包括显示面板10、定时控制器11、数据驱动电路12、选通驱动电路13以及存储器16。

[0068] 多个数据线14A和感测线14B与多个选通线15在显示面板10上彼此交叉,并且像素P被设置在形成在交叉处的矩阵中。

[0069] 各个像素P与多个数据线14A中的任一个、多个感测线14B中的任一个以及多个选通线15中的任一个连接。各个像素P与数据电压供应线14A电连接,以接收来自所述数据电压供应线14A的数据电压,并且响应于通过选通线15输入的选通脉冲,通过感测线14B输出感测信号。

[0070] 各个像素P从发电机(未示出)接收高电位驱动电压EVDD和低电位驱动电压EVSS。为了进行外部补偿,本发明的像素P可以包括OLED、驱动TFT、第一开关TFT和第二开关TFT、以及存储电容器。构成像素P的TFT可以被实现为p型或n型。并且,构成像素P的TFT的半导体层可以包括非晶硅、多晶硅或氧化物。

[0071] 各个像素P可以在用于显示图像的正常驱动操作中和用于获取感测值的感测操作中不同地工作。感测可以在正常驱动之前执行达预定时间段或者在正常驱动期间执行达垂直空白周期。

[0072] 正常驱动可以在数据驱动电路12和选通驱动电路13在定时控制器11的控制下正常工作时发生。感测可以在数据驱动电路12和选通驱动电路13在定时控制器11的控制下进行感测操作时发生。基于感测结果得到用于变化补偿的补偿数据的操作和利用补偿数据调制数字视频数据的操作通过定时控制器11执行。

[0073] 数据驱动电路12包括至少一个数据驱动器IC(积分电路)SDIC。数据驱动器ICSDIC包括与各个数据线14A连接的多个数字-模拟转换器(以下称为DAC)、与各个感测线14B连接的多个感测单元UNIT#1至UNIT#m、以及公共地连接到感测单元UNIT#1至UNIT#m+的输出端子的ADC。

[0074] 在正常驱动操作中,响应于从定时控制器11施加的数据定时控制信号DDC,数据驱动器IC SDCI的DAC将数字视频数据RGB转换成图像显示数据电压并将其供应到数据线14A。另一方面,在感测操作中,响应于从定时控制器11施加的数据定时控制信号DDC,数据驱动器IC SDIC的DAC生成感测数据电压并将其供应到数据线14A。感测数据电压包括产生大于零的像素电流(驱动TFT的源-漏电流 I_{DS})的针对给定灰度的数据电压以及抑制像素电流的产生的针对黑色灰度的数据电压。在感测操作中,数据驱动器IC SDCI在定时控制器11的控制下交替地供应针对给定灰度的数据电压和针对黑色灰度的数据电压,使得针对给定灰度的数据电压和针对黑色灰度的数据电压在彼此相反的方向上供应到与偶数感测通道连接的像素以及与奇数感测通道连接的像素。即,如果针对给定灰度的数据电压被供应到与偶数感测通道连接的像素,则针对黑色灰度的数据电压被供应到与奇数感测通道连接的像素,反之,如果针对黑色灰度的数据电压被供应到与偶数感测通道连接的像素,则针对给定灰度的数据电压被供应到与偶数感测通道连接的像素。

[0075] 数据驱动器IC SDCI的各个感测单元UNIT#1至UNIT#m包括与奇数感测通道CH1、CH3、CH5、...中的任一个连接的第一电流积分器CI1、与偶数感测通道CH2、CH4、CH6、...中的任一个连接的第二电流积分器CI2、以及连接在电流积分器CI的输出端子与第二电流积分器CI的输出端子之间的采样及差分电容器CS。第一电流积分器CI1所连接的奇数感测通道和第二电流积分器CI2所连接的偶数感测通道可以彼此相邻。采样及差分电容器CS存储来自第一电流积分器CI1的第一采样值和来自第二电流积分器CI2的第二采样值,并且通过噪声消除从第一采样值和第二采样值去除公共噪声分量。

[0076] 数据驱动器IC SDIC的ADC将感测单元UNIT#1至UNIT#m的输出依次进行数字化,并将其发送到定时控制器11。

[0077] 在正常驱动操作中,选通驱动电路13基于选通控制信号GDC产生图像显示选通脉冲,然后以行顺序方式L#1、L#2、...将其依次供应到选通线15。在感测操作中,选通驱动电路13基于选通控制信号GDC产生感测选通脉冲,然后以行顺序方式L#1、L#2、...将其依次供应到选通线15。感测选通脉冲可以具有比图像显示选通脉冲大的接通脉冲区域。感测选通脉冲的接通脉冲区域对应于一个行感测接通时间。这里,一个行感测接通时间表示用来同时感测一个像素行L#1、L#2、...的像素的扫描时间。

[0078] 定时控制器11基于诸如垂直同步信号Hsync、点时钟信号DCLK和数据使能信号DE

的定时信号,产生用于控制数据驱动电路12的操作时间的数据控制信号DDC以及用于控制选通驱动电路13的操作时间的选通控制信号GDC。定时控制器11基于预定的基准信号(驱动电力使能信号、垂直同步信号、数据使能信号等)识别正常驱动和感测,并且根据各个驱动操作产生数据控制信号DDC和选通控制信号GDC。感测操作涉及用于补偿ADC的特性的变化的ADC校准模式(参见图8至图10)、用于补偿电流积分器的特性的变化的CI校准模式(参见图11至图13)以及用于感测像素电流数据的感测模式(参见图14至图16)。在感测操作中,定时控制器11可以按照预定顺序控制驱动模式,并且还可以根据各个驱动模式控制感测单元UNIT#1至UNIT#m的操作。为此,定时控制器11可以产生针对各个驱动模式的控制信号CON,并控制感测单元UNIT#1至UNIT#m的内部开关(图7的RST、CVCE、CVC0、S10_VREF、S10_CREF、SAM_E、SAM_O、HOLD_E、HOLD_O、HOLD_EQ、HOLD_OG、EQ等)的开关定时。

[0079] 在感测操作中,定时控制器11可以将与感测数据电压对应的数字数据发送到数据驱动电路12。数字数据包括与针对给定灰度的数据电压对应的第一数字数据以及与针对黑色灰度的数据电压对应第二数字数据。在感测操作中,定时控制器11将从数据驱动电路12发送的数字感测值SD应用到预先存储的补偿算法,以得到阈值电压变化 ΔV_{th} 和移动性变化 ΔK ,然后将补偿数据存储在存储器16中以对这些变化进行补偿。

[0080] 在正常驱动操作中,定时控制器11参照存储在存储器16中的补偿数据调制针对图像显示的数字视频数据RGB,然后将其发送到数据驱动电路12。

[0081] 图6示出施加到感测单元UNIT#1至UNIT#m的驱动信号。图7示出感测单元UNIT的详细结构。为了方便起见,图6的驱动信号通过与图7所示的开关相同的附图标记来表示。例如,图6的驱动信号EQ是用于切换图7所示的开关EQ的控制信号。

[0082] 参照图6和图7,感测单元UNIT#1至UNIT#m中的每一个包括与奇数感测通道CH_O连接的第一电流积分器CI1、连接到与所述奇数感测通道CH_O相邻的偶数感测通道CH_E的第二电流积分器CI2、以及获取模拟积分值并将其作为输出Vout供应到ADC的采样及保持单元S&H,所述模拟积分值使得从第一电流积分器CI1和第二电流积分器CI2输入的采样值之间的差相等,并且从所述模拟积分值中去除公共噪声分量。

[0083] 第一电流积分器CI1包括:第一放大器AMP_O,该第一放大器AMP_O包括经由奇数感测通道CH_O连接到奇数感测线14B并从奇数感测线接收第一像素电流Ipix(Ib)(即,驱动TFT的源-漏电流)的反相输入端子(-)、用于接收基准电压VREF的非反相输入端子(+)、以及输出端子;连接在所述第一放大器AMP_O的所述反相输入端子(-)与输出端子之间的第一积分电容器CFB_O;以及连接到所述第一积分电容器CFB_O的两端的复位开关RST。第一电流积分器CI1进行第一像素电流Ipix(Ib)的积分以输出第一采样值Vb。

[0084] 第二电流积分器CI2包括:第二放大器AMP_E,该第二放大器AMP_E包括经由偶数感测通道CH_E连接到偶数感测线14B并从奇数感测线接收第二像素电流Ipix(Ia)的反相输入端子(-)、接收基准电压VREF的非反相输入端子(+)、以及输出端子;连接在所述第二放大器AMP_E的所述反相输入端子(-)与输出端子之间的第二积分电容器CFB_E;以及连接到所述第二积分电容器CFB_E的两端的复位开关RST。第二电流积分器CI2进行第二像素电流Ipix(Ia)的积分以输出第二采样值Va。

[0085] 采样及保持单元S&H通过噪声消除从第一采样值Vb和第二采样值Va中去除公共噪声分量(包括泄露电流分量)来增加感测准确度,使得仅像素电流分量被包括在发送到ADC

的输出Vout中,同时存储并保持从第一电流积分器CI1输入的第一采样值Vb以及从第二电流积分器CI2输入的第二采样值Va。

[0086] 为此,采样及保持单元S&H包括:采样及差分电容器CS,其连接在第一电流积分器CI1的第一输出节点NO_0与第二电流积分器CI2的第二输出节点NO_E之间;第一采样开关SAM_0,其连接在所述第一电流积分器CI1的输出端子与所述第一输出节点NO_0之间;第二采样开关SAM_E,其连接在所述第二电流积分器CI2的输出端子与所述第二输出节点NO_E之间;第一保持开关HOLD_0,其连接在所述第一输出节点NO_0与ADC的输入端子之间;第二保持开关HOLD_E,其连接在所述第二输出节点NO_E与ADC的输入端子之间;第一噪声消除开关HOLD_OG,其连接在所述第二输出节点NO_E与接地电源GND之间;以及第二噪声消除开关HOLD_EG,其连接在所述第一输出节点NO_0与所述接地电源GND之间。

[0087] 采样及差分电容器CS通过第一采样开关SAM_0和第二采样开关SAM_E的切换操作在采样及差分电容器CS的两端存储第一采样值Vb和第二采样值Va。第一噪声消除开关HOLD_OG将第二输出节点NO_E与接地电源GND连接以从第一采样值Vb和第二采样值Va中去除公共噪声分量,并且第二噪声消除开关HOLD_EG将第一输出节点NO_0与接地电源GND连接以从第一采样值Vb和第二采样值Va中去除公共噪声分量。第一保持开关HOLD_0将去除了公共噪声分量的第一输出节点NO_0的电压作为输出Vout供应到ADC,并且第二保持开关HOLD_E将去除了公共噪声分量的第二输出节点NO_E的电压作为输出Vout供应到ADC。

[0088] ADC将去除了公共噪声分量的输出Vout转换成数字感测值。由于数字感测值不受噪声的影响,所以其尽可能准确地反映实际的像素电流。因此,本发明可以显著提高感测准确度(感测性能),而且可以基于感测结果在补偿操作期间显著改进补偿性能。

[0089] 感测单元UNIT#1至UNIT#m中的每一个还可以包括校准切换单元CSW,该校准切换单元CSW用于补偿ADC特性的变化以及第一电流积分器CI1和第二电流积分器CI2的特性的变化。

[0090] 校准切换单元CSW包括:第一偏置开关CVC0,其连接在节点X_Nx与奇数感测通道CH_0之间;第二偏置开关CVCE,其连接在节点X_Nx与偶数感测通道CH_E之间;电压源开关S10_VREF,其连接在节点X_Nx与基准电压VREF的输入端子之间;以及电流源开关S10_CREF,其连接在节点X_Nx与基准电流CREF的输入端子之间。

[0091] 电压源开关S10_VREF在用于补偿ADC的特性的变化的ADC校准模式(参见图8至图10)下接通。电流源开关S10_CREF在用于补偿第一电流积分器CI1和第二电流积分器CI2的特性的变化的CI校准模式(参见图11至图13)下接通。在CI校准模式下,第一偏置开关CVC0和第二偏置开关CVCE可以交替接通。

[0092] 在ADC/CI校准模式下,感测单元UNIT#1至UNIT#m中的每一个通过经由校准切换单元CSW输入的基准电压VREF或基准电流CREF执行校准操作。由于ADC中的偏移和增益误差以及包括在积分器中的放大器中的偏移和增益误差可以通过利用校准切换单元CSW的校准操作额外地进行补偿,所以本发明可以进一步提高感测性能和补偿性能。

[0093] 感测单元UNIT#1至UNIT#m中的每一个还可以包括连接在均衡电压AVREF的输入端子与ADC的输入端子之间的均衡化开关EQ。第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ在感测操作期间同时接通达预定时间段,以使采样及差分电容器CS的两端均衡化,从而进一步提高感测性能和补偿性能。

[0094] ADC校准模式

[0095] 图8示意性地示出ADC校准模式的操作顺序。图9和图10示出感测单元在ADC校准模式下的操作状态。

[0096] 参照图8至图10,ADC校准模式在不驱动显示面板的情况下执行。在ADC校准模式下,可以首先感测偶数感测通道,然后其次感测奇数感测通道,反之亦然。在图10中,[n]指示第n感测单元UNIT#n,[n+1]指示第(n+1)感测单元UNIT#n+1。

[0097] 在第一感测操作中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ同时被接通,以使得采样及差分电容器CS的两端均衡化(图10的①)。随后,在第一感测操作中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST同时被接通,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够全部作为单元增益缓冲器进行工作,并且同时将基准电压VREF偏置到感测单元UNIT#1至UNIT#m。在感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一电流积分器和第二电流积分器的输出当中,与偶数感测通道对应的第二电流积分器的输出被同时采样并存储在感测单元UNIT#1至UNIT#m的采样及差分电容器CS中(图10的②)。接下来,在第一感测操作中,第二保持开关被依次接通,以将存储在采样及差分电容器CS中的第二电流积分器的输出依次供应到ADC(图10的③)。

[0098] 在第二感测操作中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ同时被接通,以使得采样及差分电容器CS的两端均衡化(图10的①')。随后,在第二感测操作中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST同时被接通,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够全部作为单元增益缓冲器进行工作,并且同时将基准电压VREF偏置到感测单元UNIT#1至UNIT#m。在感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一电流积分器和第二电流积分器的输出当中,与偶数感测通道对应的第二电流积分器的输出被同时采样并存储在感测单元UNIT#1至UNIT#m的采样及差分电容器CS中(图10的②')。接下来,在第二感测操作中,第二保持开关被依次接通,以将存储在采样及差分电容器CS中的第二电流积分器的输出依次供应到ADC(图10的③')。

[0099] 施加到ADC的感测单元UNIT#1至UNIT#m的输出电平根据基准电压VREF或均衡电压AVREF而不同。在本发明中,ADC中的偏移误差和/或增益误差可以通过在扫过(sweep)基准电压VREF或均衡电压AVREF的同时执行ADC校准来进行补偿。

[0100] CI校准模式

[0101] 图11示意性地示出CI校准模式的操作顺序。图12和图13示出感测单元在CT校准模式下的操作状态。

[0102] 参照图11至图13,CI校准模式在不驱动显示面板的情况下执行。感测单元UNIT#1至UNIT#m公共地连接到基准电流CREF的输入端子。因此,在CI校准模式下,各个感测单元可以依次执行感测,使得基准电流CREF被百分之百地施加到各个感测单元。各个感测单元可以对偶数感测通道执行第一感测,然后对奇数感测通道执行第二感测,反之亦然。在图13中,[n]指示第n感测单元UNIT#n,[n+1]指示第(n+1)感测单元UNIT#n+1。

[0103] 下面将描述第n感测单元UNIT#n的第一感测操作和第二感测操作。

[0104] 在第一感测操作中,感测单元UNIT#n的第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ同时被接通,以使得采样及差分电容器CS的两端均衡化(图13的①)。随后,在第一感测操作中,感测单元UNIT#n的复位开关RST同时接通,以使得感测单元

UNIT#n的电流积分器能够作为单位增益缓冲器进行工作并将具有噪声分量的基准电流CREF偏置到感测单元UNIT#n的偶数感测通道CH_E。由于基准电流CREF没有被施加到感测单元UNIT#n的奇数感测通道CH_O, 噪声分量造成的比基准电流低得多的零电流Izero流向感测单元UNIT#n的奇数感测通道CH_O(图13的②)。接下来,在第一感测操作中,感测单元UNIT#n的复位开关RST被断开,以使得感测单元UNIT#n的电流积分器能够处于积分模式。在积分模式下,与偶数感测通道CH_E连接的第二电流积分器的输出作为第二采样值Va被存储在采样及差分电容器CS的一个节点NO_E处,并且与奇数感测通道CH_O连接的第一电流积分器的输出作为第一采样值Vb被存储在采样及差分电容器CS的另一个节点NO_O处(图13的③)。接下来,在第一感测操作中,第一噪声消除开关HOLD_OG被接通以将采样及差分电容器CS的节点NO_E连接到接地电源并且从第一采样值Vb和第二采样值Va中去除公共噪声分量。如通过图2所述,从电流积分器输出的积分值与输入电流的量成反比。因此,与零电流Izero对应的第一采样值Vb大于与比零电流Izero大的基准电流CREF对应的第二采样值Va。因此,在本发明中,存储具有更低电位的第二采样值Va的节点NO_E被接地以去除公共噪声分量(图13的④)。通过电容器耦合,采样及差分电容器CS的节点NO_O的电位减少与第二采样值Va相等的量。接下来,在第一感测操作中,第一保持开关HOLD_O接通以将节点NO_O处的去除了噪声分量的电压Vb-Va作为输出Vout供应到ADC。

[0105] 在第二感测操作中,感测单元UNIT#n的复位开关RST同时接通,以使得感测单元UNIT#n的电流积分器能够作为单位增益缓冲器进行工作并将具有噪声分量的基准电流CREF偏置到感测单元UNIT#n的奇数感测通道CH_O。由于基准电流CREF没有被施加到感测单元UNIT#n的偶数感测通道CH_E, 噪声分量造成的比基准电流低得多的零电流Izero流向感测单元UNIT#n的偶数感测通道CH_E(图13的②')。接下来,在第二感测操作中,感测单元UNIT#n的复位开关RST被断开,以使得感测单元UNIT#n的电流积分器能够处于积分模式。在积分模式下,与奇数感测通道CH_O连接的第一电流积分器的输出作为第一采样值Vb被存储在采样及差分电容器CS的另一个节点NO_O处,并且与偶数感测通道CH_E连接的第二电流积分器的输出作为第二采样值Va被存储在采样及差分电容器CS的一个节点NO_E处(图13的③')。接下来,在第二感测操作中,第二噪声消除开关HOLD_EG接通,以将采样及差分电容器CS的节点NO_O连接到接地电源并且从第一采样值Vb和第二采样值Va中去除公共噪声分量。接下来,在本发明中,存储具有更低电位的第一采样值Vb的节点NO_O被接地以去除公共噪声分量(图13的④')。通过电容器耦合,采样及差分电容器CS的节点NO_E的电位减少与第一采样值Vb相等的量。接下来,在第二感测操作中,第二保持开关HOLD_E接通,以将节点NO_E处的去除了噪声分量的电压Va-Vb作为输出Vout供应到ADC。

[0106] 本发明基于通过CI校准获取的数字感测值来补偿电流积分器中的偏移误差和/或电流积分器中的增益误差。

[0107] 感测模式

[0108] 图14示意性地示出感测模式的操作顺序。图15和图16示出感测单元在感测模式下的操作状态。

[0109] 参照图14至图16,感测模式使得显示面板能够被驱动,并且基于从显示面板接收到的像素电流数据来执行感测模式。感测模式按照两个周期执行,所述两个周期包括:奇数感测周期,其用于感测从奇数感测线输入的像素电流并依次输出这些像素电流;以及偶数

感测周期,其用于感测从偶数感测线输入的像素电流并依次输出这些像素电流。这里,感测数据电压包括产生大于零的像素电流的针对给定灰度的数据电压以及不产生像素电流的针对黑色灰度的数据电压。

[0110] 在奇数感测周期中,针对给定灰度的数据电压被同时施加到通过数据线与奇数感测线连接的像素,并且针对黑色灰度的数据电压被同时施加到通过数据线与偶数感测线连接的像素。另一方面,在偶数感测周期中,针对给定灰度的数据电压被同时施加到通过数据线与偶数感测线连接的像素,并且针对黑色灰度的数据电压被同时施加到通过数据线与奇数感测线连接的像素。

[0111] 在感测模式下,可以首先在偶数感测周期期间感测偶数感测通道,然后其次在奇数感测周期期间感测奇数感测通道,反之亦然。在图16中,[n]指示第n感测单元UNIT#n,[n+1]指示第(n+1)感测单元UNIT#n+1。

[0112] 在偶数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ同时被接通,以使得采样及差分电容器CS的两端被均衡化(图16的①)。随后,在偶数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST被接通,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够作为单元增益缓冲器进行工作。在这种情况下,具有噪声分量的像素电流 I_{pix} 被施加到感测单元UNIT#1至UNIT#m的偶数感测通道CH_E,然而噪声分量造成的零电流 I_{zero} 被施加到感测单元UNIT#1至UNIT#m的奇数感测通道CH_0(图16的②)。接下来,在偶数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST被断开,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够处于积分模式。在积分模式下,与偶数感测通道CH_E连接的第二电流积分器的输出作为第二采样值 V_a 被存储在各个采样及差分电容器CS的一个节点NO_E处,并且与奇数感测通道CH_0连接的第一电流积分器的输出作为第一采样值 V_b 被存储在各个采样及差分电容器CS的另一个节点NO_0处(图16的③)。接下来,在偶数感测周期中,第一噪声消除开关HOLD_OG被接通以将采样及差分电容器CS的节点NO_E连接到接地电源并且从第一采样值 V_b 和第二采样值 V_a 中去除公共噪声分量。在本发明中,存储具有更低电位的第二采样值 V_a 的节点NO_E被接地以去除公共噪声分量(图16的④)。通过电容器耦合,采样及差分电容器CS的节点NO_0的电位减少与第二采样值 V_a 相等的量。接下来,在偶数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一保持开关HOLD_0被依次接通,以将采样及差分电容器CS的节点NO_0处的去除了噪声分量的电压 V_b-V_a 作为输出电压 V_{out} 依次供应到ADC。

[0113] 在奇数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的第一保持开关HOLD_0和第二保持开关HOLD_E以及均衡化开关EQ同时被接通,以使得采样及差分电容器CS的两端被均衡化(图16的①')。随后,在奇数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST被接通,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够作为单元增益缓冲器进行工作。在这种情况下,具有噪声分量的像素电流 I_{pix} 被施加到感测单元UNIT#1至UNIT#m的奇数感测通道CH_0,然而噪声分量造成的零电流 I_{zero} 被施加到感测单元UNIT#1至UNIT#m的偶数感测通道CH_E(图16的②')。接下来,在奇数感测周期中,感测单元UNIT#1至UNIT#m的复位开关RST被断开,以使得感测单元UNIT#1至UNIT#m的电流积分器能够处于积分模式。在积分模式下,与奇数感测通道CH_0连接的第一电流积分器的输出作为第一采样值 V_b 被存储在各个采样及差分电容器CS的另一个节点NO_0处,并且与偶数感测通道CH_E连接的第二电流积分器的输出作为第二采样值 V_a 被存储在各个采样及差分电容器CS的一个节点NO_E处。

输出作为第二采样值 V_a 被存储在各个采样及差分电容器CS的一个节点 NO_E 处(图16的③')。接下来,在奇数感测周期中,第二噪声消除开关 $HOLD_EG$ 被接通,以将采样及差分电容器CS的节点 NO_O 连接到接地电源并且将包含在第一采样值 V_b 和第二采样值 V_a 中的公共噪声分量去除。在本发明中,存储具有更低电位的第一采样值 V_b 的节点 NO_O 被接地以去除公共噪声分量(图16的④')。通过电容器耦合,采样及差分电容器CS的节点 NO_E 的电位减少与第一采样值 V_b 相等的量。接下来,在奇数感测周期中,感测单元 $UNIT\#1$ 至 $UNIT\#m$ 的第二保持开关 $HOLD_E$ 被依次接通,以将采样及差分电容器CS的节点 NO_E 处的去除了噪声分量的电压 V_a-V_b 作为输出 V_{out} 依次供应到ADC。

[0114] 图18示出根据本发明的感测单元的修改例。

[0115] 参照图18,除了图7所示的部件,感测单元 $UNIT\#1$ 至 $UNIT\#m$ 中的每一个还可以包括:第一低通滤波器 LPF_0 ,其连接在第一电流积分器 $CI1$ 的输出端子与第一采样开关 SAM_0 之间;以及第二低通滤波器 LPF_E ,其连接在第二电流积分器 $CI2$ 的输出端子与第二采样开关 SAM_E 之间。第一低通滤波器 LPF_0 和第二低通滤波器 LPF_E 可以作为各自包括电阻器和电容器的已知的滤波器电路来实现。

[0116] 在第一电流积分器 $CI1$ 的输出被存储在采样及差分电容器CS中之前,第一低通滤波器 LPF_0 首先从第一电流积分器 $CI1$ 的输出中滤除噪声分量。

[0117] 并且,在第二电流积分器 $CI2$ 的输出被存储在采样及差分电容器CS中之前,第二低通滤波器 LPF_E 首先从第二电流积分器 $CI2$ 的输出中滤除噪声分量。

[0118] 本发明可以通过第一低通滤波器 LPF_0 和第二低通滤波器 LPF_E 预先从第一电流积分器 $CI1$ 和第二电流积分器 $CI2$ 的输出滤除噪声分量来使噪声分量消除效果最大化。

[0119] 图19示出根据本发明的感测单元的另一修改例。

[0120] 参照图19,除了图18所示的部件,感测单元 $UNIT\#1$ 至 $UNIT\#m$ 中的每一个还可以包括:第一电流传输器 CV_0 ,其连接在奇数感测通道 CH_0 与第一电流积分器 $CI1$ 之间;以及第二电流传输器 CV_E ,其连接在偶数感测通道 CH_E 与第二电流积分器 $CI2$ 之间。第一电流传输器 CV_0 和第二电流传输器 CV_E 可以作为各自包括多个晶体管和电阻器的已知的电流传输器电路来实现。

[0121] 第一电流传输器 CV_0 用来防止由阻抗匹配等造成的像素电流泄露并且以最小的损失将奇数感测通道 CH_0 的像素电流发送到第一电流积分器。

[0122] 同样地,第二电流传输器 CV_E 用来防止由阻抗匹配等造成的像素电流泄露并且以最小的损失将偶数感测通道 CH_E 的像素电流发送到第二电流积分器。

[0123] 通过第一电流传输器 CV_0 和第二电流传输器 CV_E 减少像素电流损失导致感测准确度的显著改进。

[0124] 图20示出用于调节积分电容器的电容以防止ADC超范围的方法。

[0125] ADC是将模拟信号转换成数字信号的形式的数据的特殊编码器。ADC具有固定的输入电压范围,即,固定的感测范围。尽管ADC的电压范围可以根据AD转换的分辨率而不同,通常设置为 $EVref$ (ADC基准电压)到 $EVref+3V$ (k 是正实数)。AD转换的分辨率是用来将模拟输入电压转化成数字值的比特的数量。如果输入到ADC中的模拟信号超出ADC的输入范围,则在ADC的输出小于输入电压范围的最小值的情况下发生下溢(underflow),或者在ADC的输出大于输入电压范围的最大值的情况下发生上溢(overflow)。

[0126] 当ADC超范围发生时,感测准确度降低。为了防止ADC超范围,本发明提出了一种用于根据从ADC输出的数字感测值调节包括在感测单元中的第一电流积分器CI1和第二电流积分器CI2的积分电容的方法。

[0127] 为此,在本发明中,图7的第一积分电容器CFB_0和第二积分电容器CFB_E可以如图20所示进行设计。参照图20,第一积分电容器CFB_0和第二积分电容器CFB_E中的每一个可以包括与放大器AMP_0或AMP_E的反相输入端子(−)并联连接的多个电容器Cfb1至Cfb*i*以及连接在电容器Cfb1至Cfb*i*与放大器AMP_0或AMP_E的输出端子之间的多个电容调节开关S1至S*i*。第一积分电容器CFB_0和第二积分电容器CFB_E中的每一个的耦合电容根据接通的电容调节开关S1至S*i*的数量来确定。

[0128] 定时控制器11分析数字感测值SD,并根据全部数字感测值当中的等于来自ADC的预定的最小值和最大值的数字感测值SD的比率来生成不同的开关控制信号。电容调节开关S1至S*i*响应于来自定时控制器11的开关控制信号而接通/断开。积分电容器CFB_0或CFB_E的耦合电容越大,电流积分器CI1或CI2的输出Vout的下降斜率越缓和。相反,积分电容器CFB_0或CFB_E的耦合电容越小,电流积分器CI1或CI2的输出Vout的下降斜率越陡峭。

[0129] 因此,定时控制器11控制通过开关控制信号接通的电容调节开关S1至S*i*的数量,以在ADC的输出小于输入电压范围的最小值的情况下发生下溢时增加第一积分电容器CFB_0和第二积分电容器CFB_E中的每一个的耦合电容,并且相反地,在ADC的输出大于输入电压范围的最大值的情况下发生上溢时降低第一积分电容器CFB_0和第二积分电容器CFB_E中的每一个的耦合电容。

[0130] 如以上详细描述的,本发明能够通过经由利用电流积分器的电流感测方法实现低电流感测和高速感测来显著减少感测驱动元件的电特性的变化所需的感测时间。而且,本发明能够通过在一个行感测接通时间内对各个像素执行多次感测来显著增加感测准确度。

[0131] 而且,各个感测单元包括:第一电流积分器,该第一电流积分器与奇数感测通道连接;第二电流积分器,该第二电流积分器与和奇数感测通道相邻的偶数感测通道连接;以及采样及保持单元,该采样及保持单元从自第一电流积分器输入的第一采样值和自第二电流积分器输入的第二采样值中去除公共噪声分量,同时存储并保持第一采样值和第二采样值。

[0132] 利用该结构,本发明可以使由感测线之间的不同噪声源导致的进入电流积分器的噪声的影响最小化,并且更加准确地感测像素电流,从而显著改进感测性能甚至补偿性能。

[0133] 从以上说明中,本领域技术人员将容易地理解,在不脱离本发明的技术思想的情况下可以进行各种变化和修改。因此,本发明的技术范围不限于该说明书的详细说明中描述的内容,而是由所附权利要求来限定。

[0134] 本申请要求2014年6月27日提交的韩国专利申请No.10-2014-0080000的权益,针对所有目的,通过引用将该韩国专利申请并入本文,如同在本文中充分阐述一样。

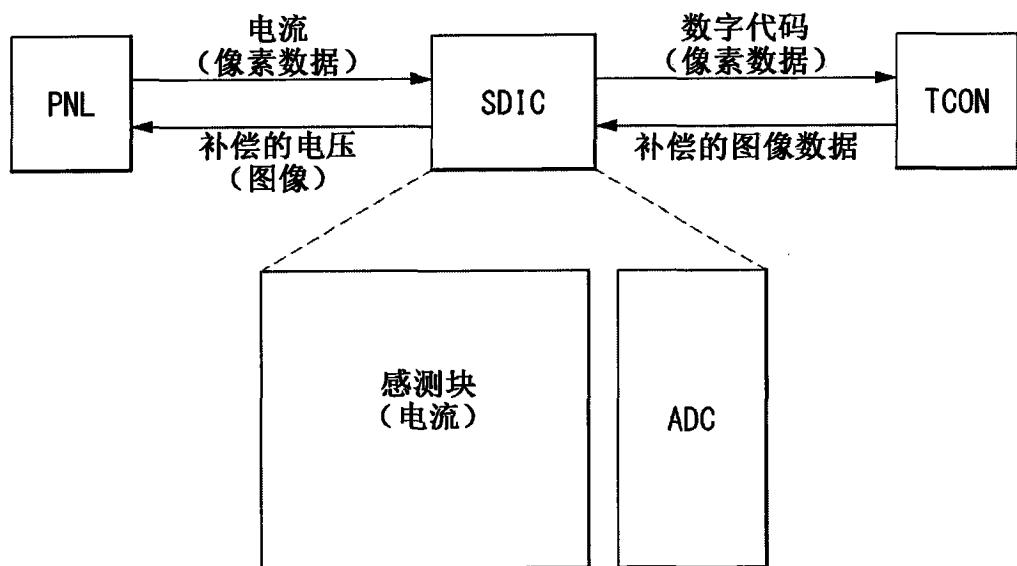


图1

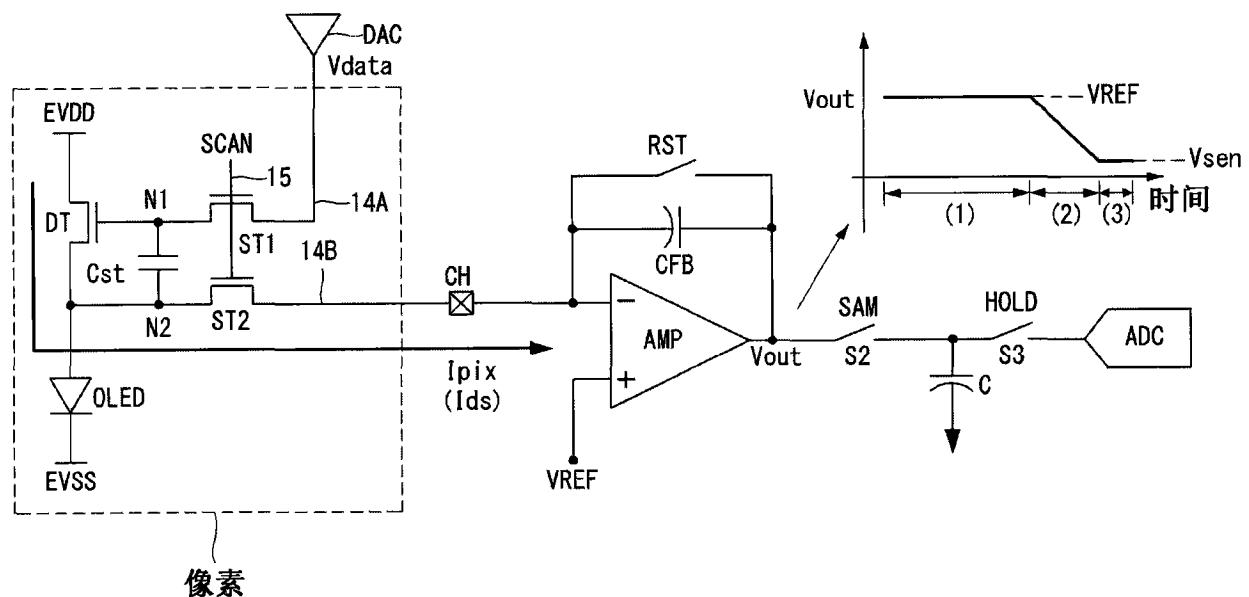


图2

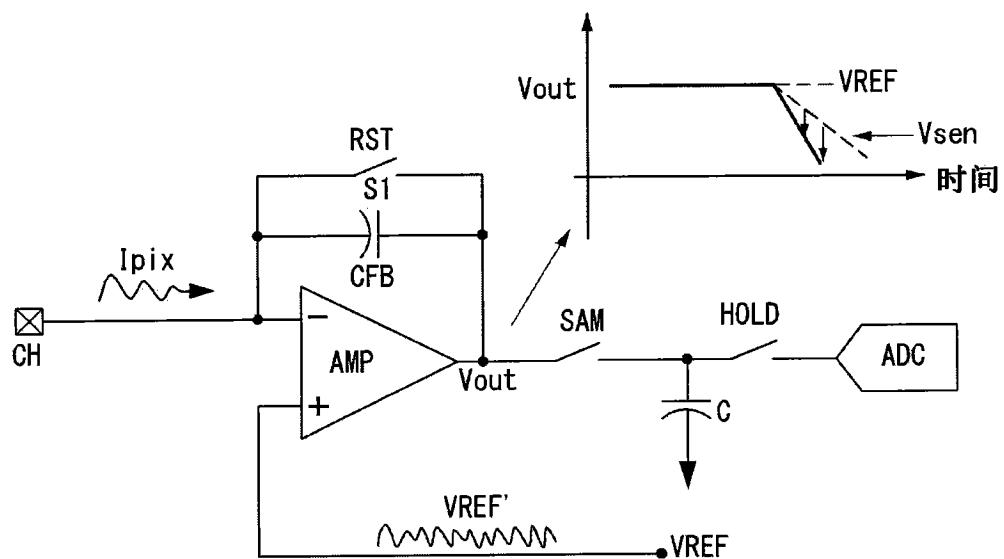


图3

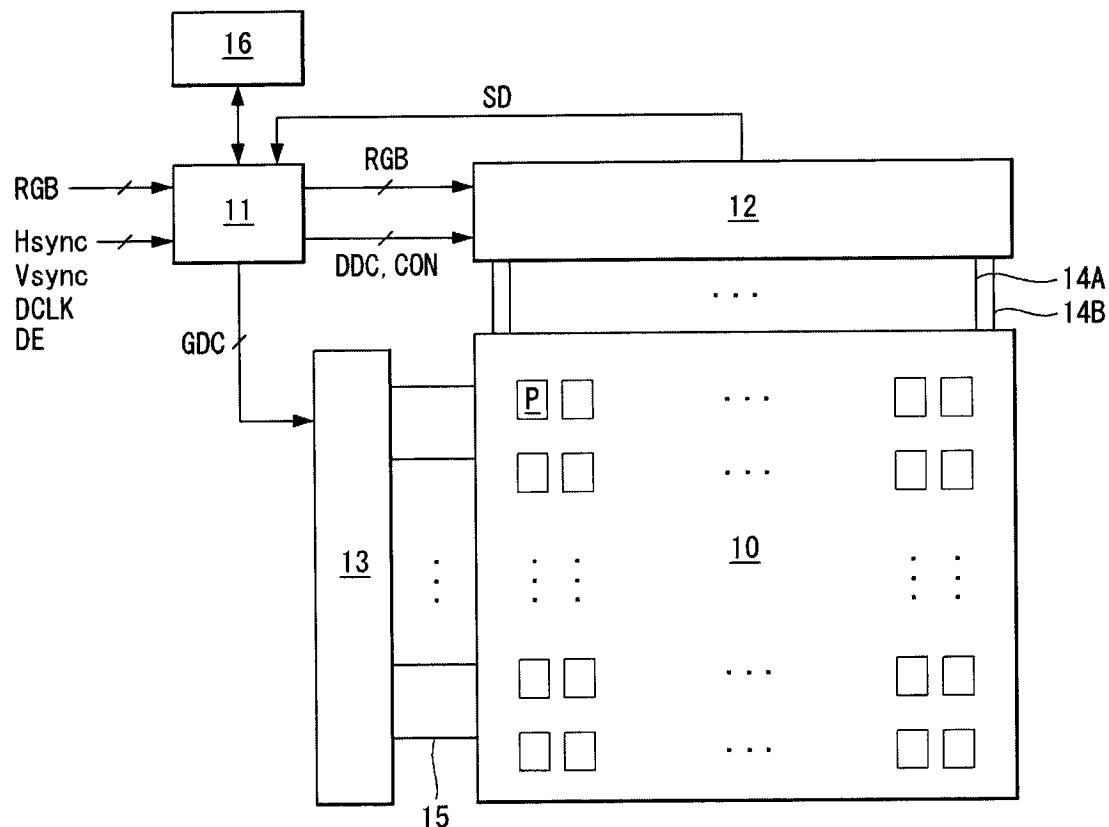


图4

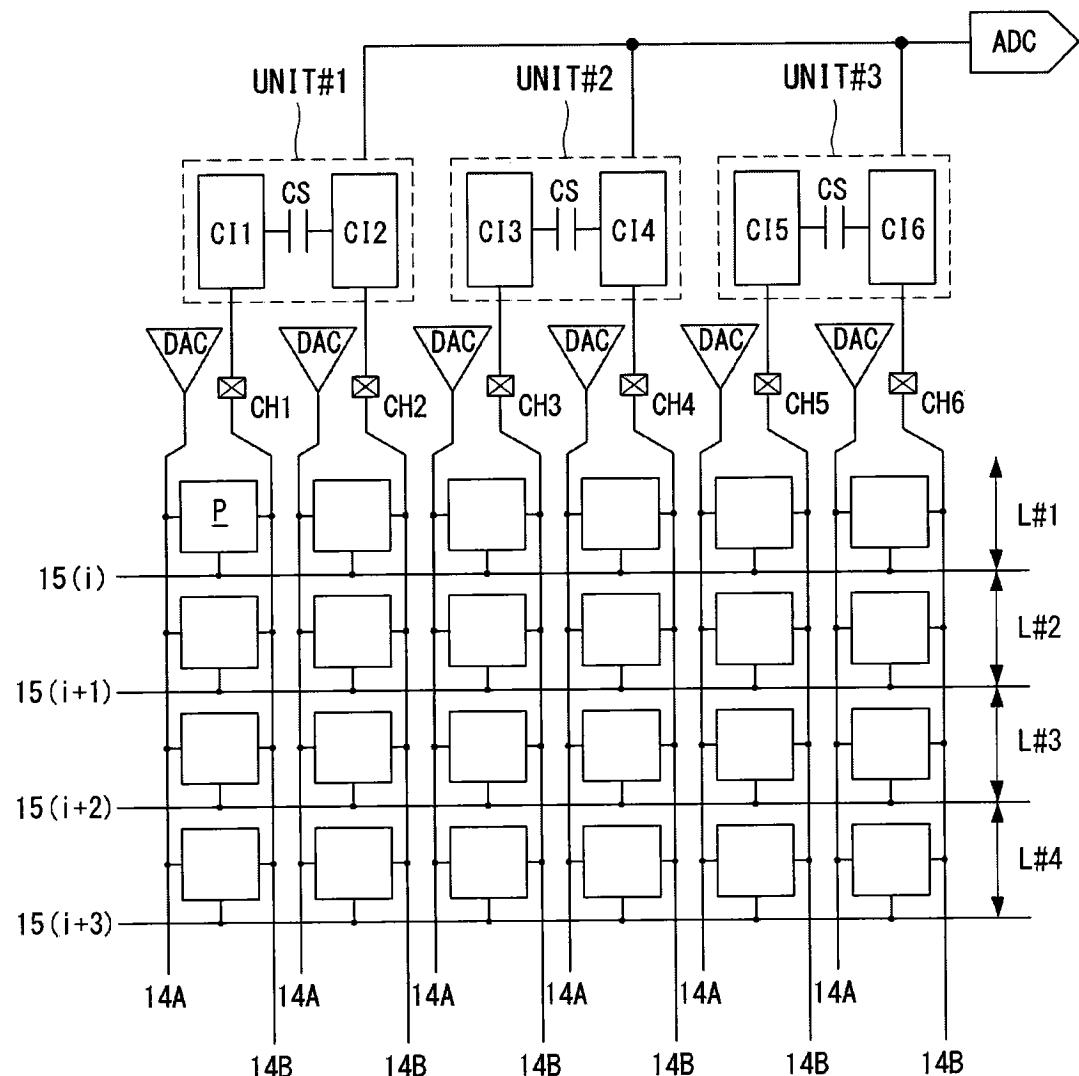


图5

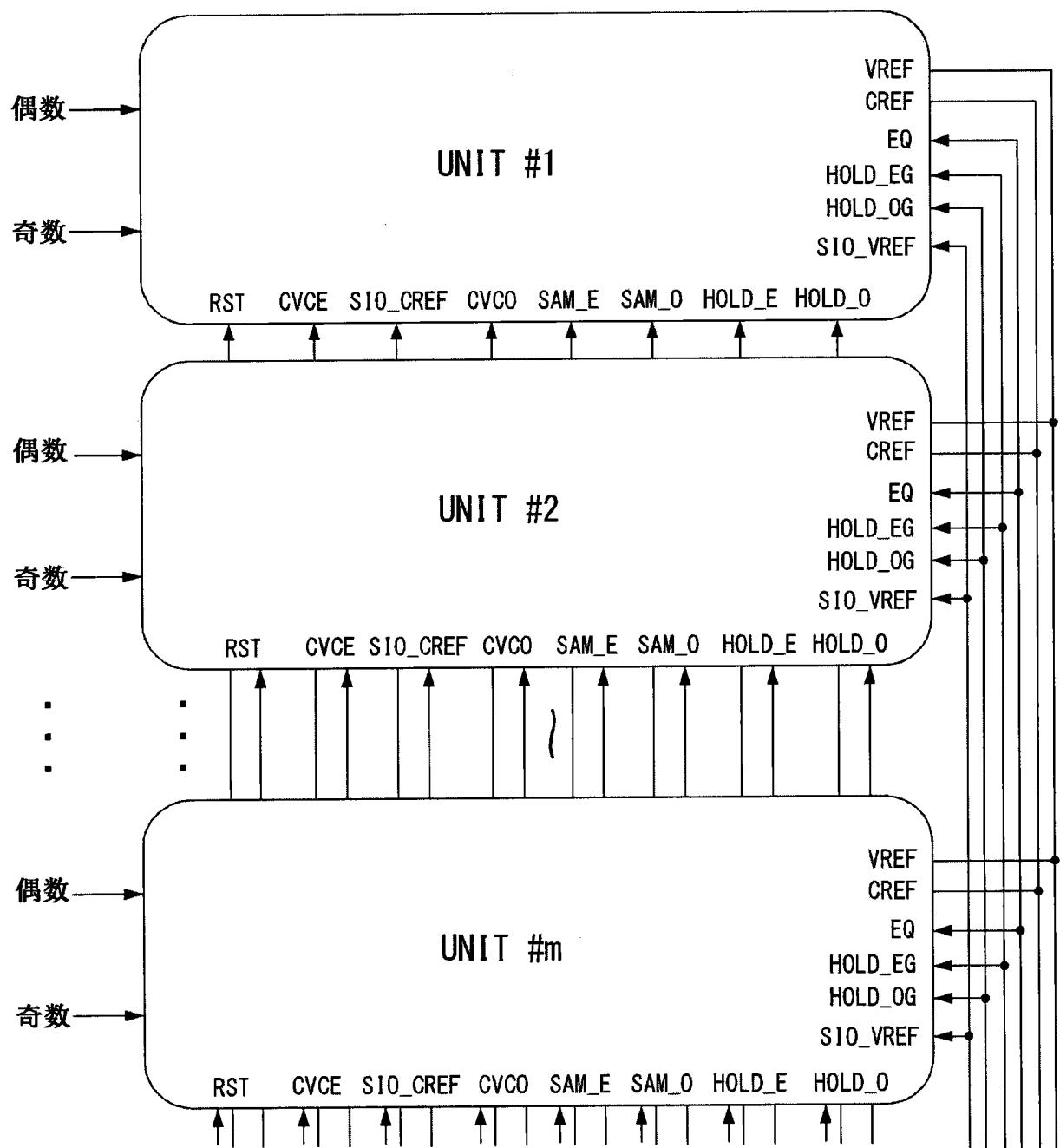
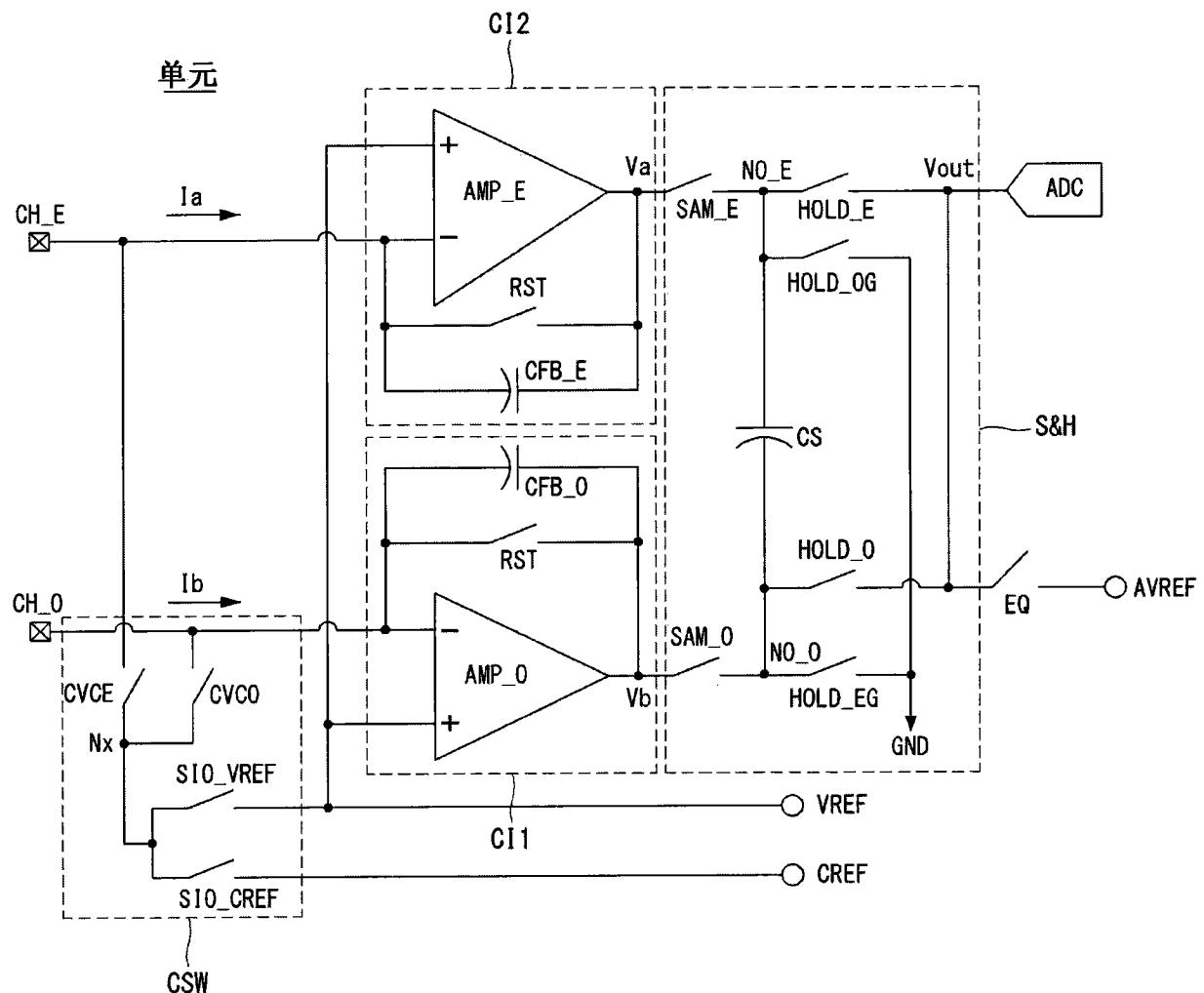


图6



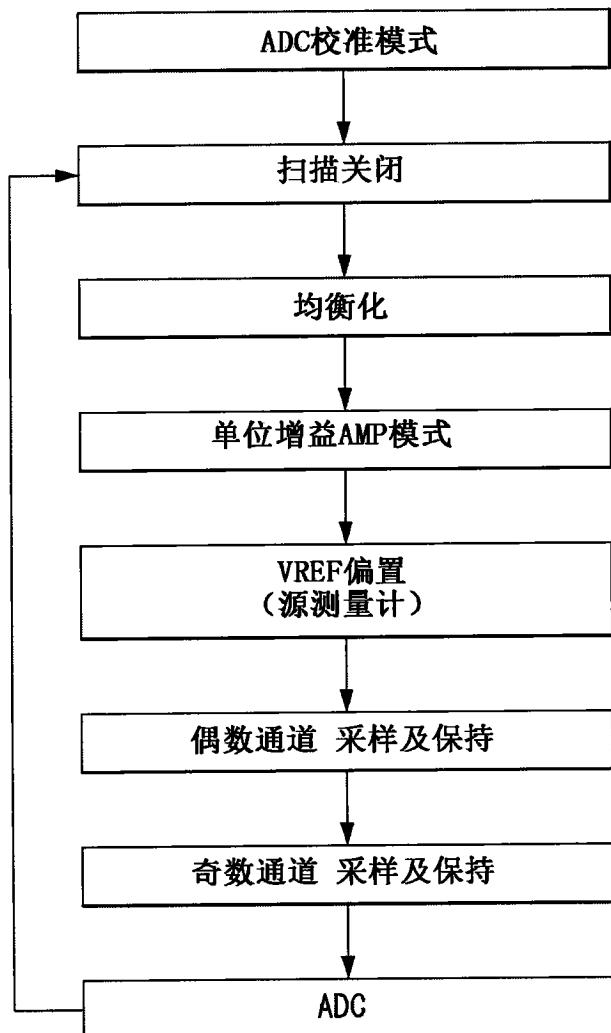


图8

单元

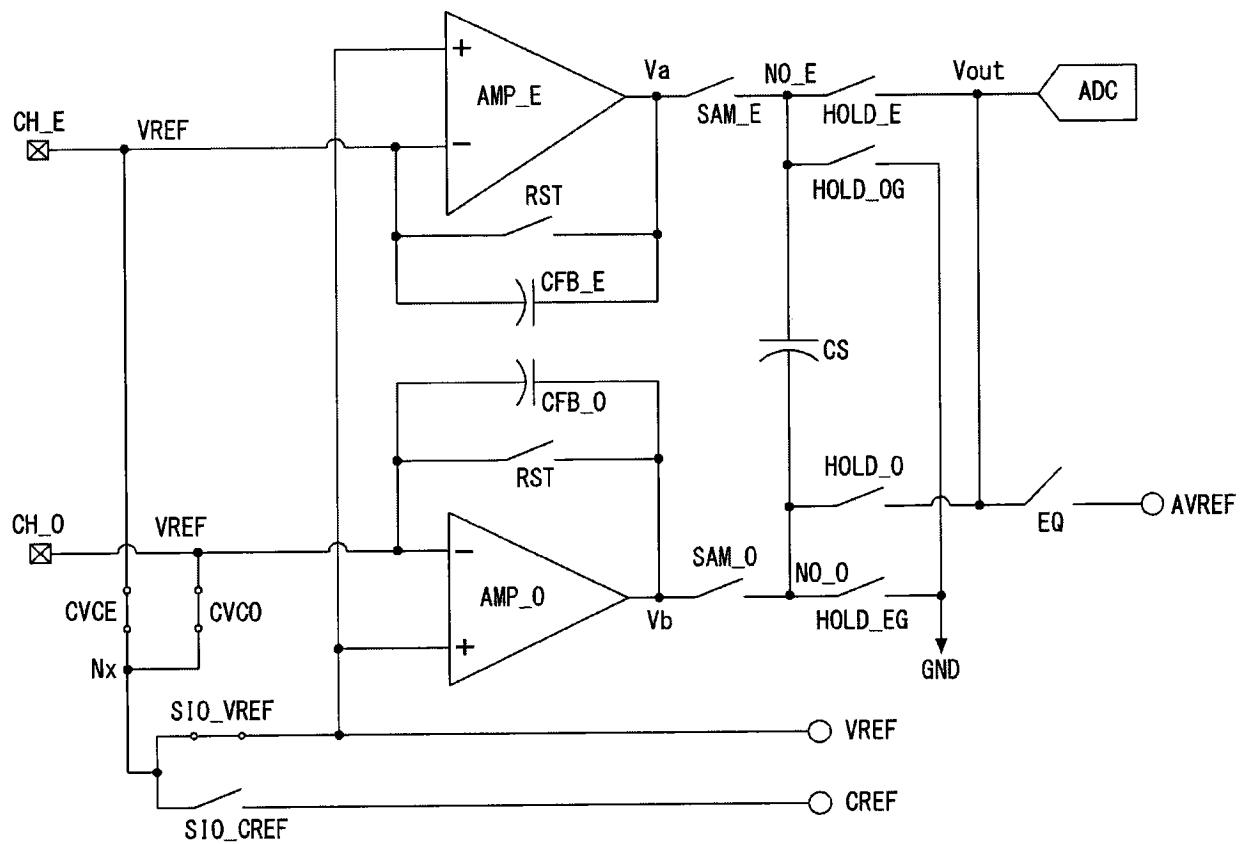


图9

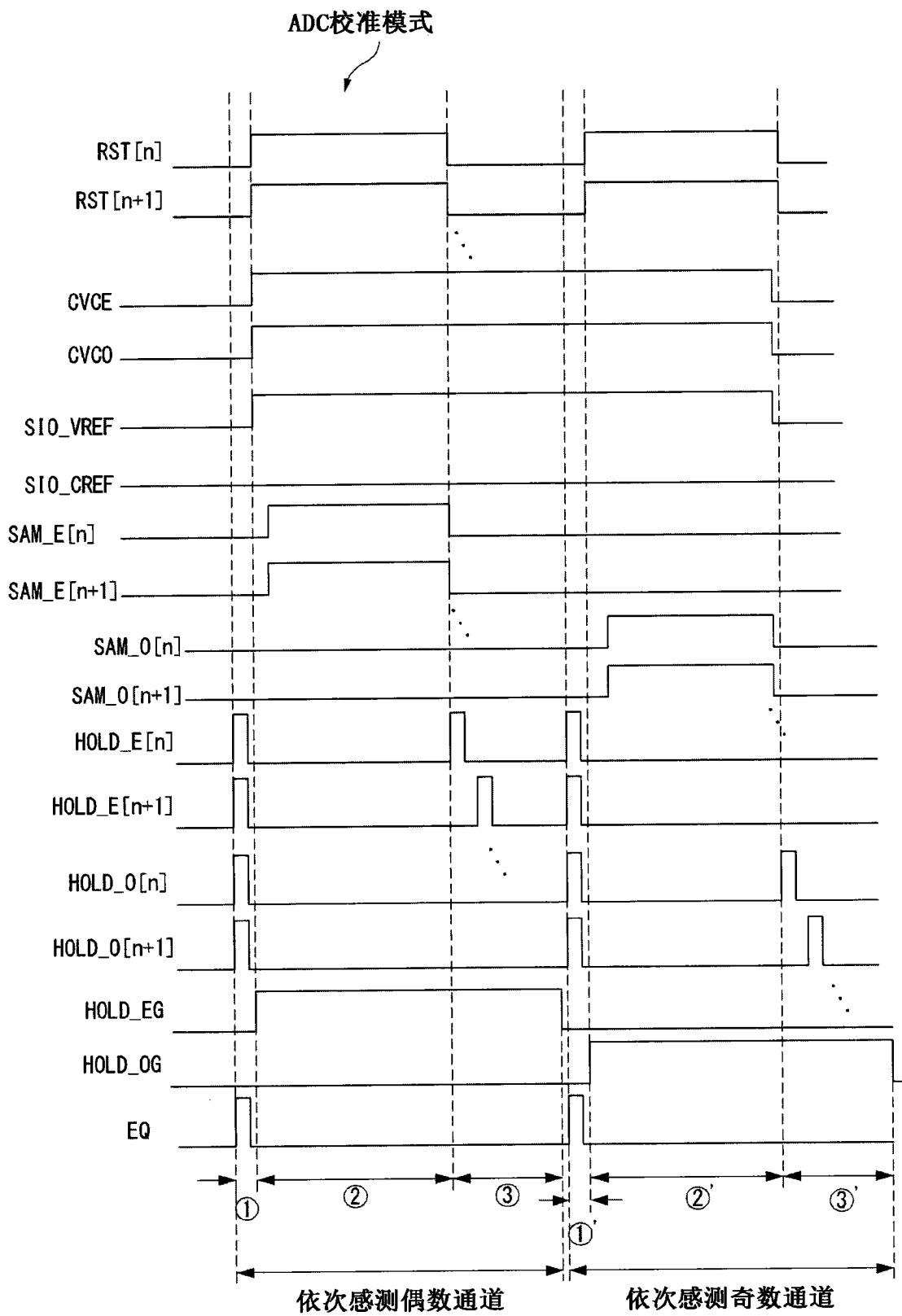


图10

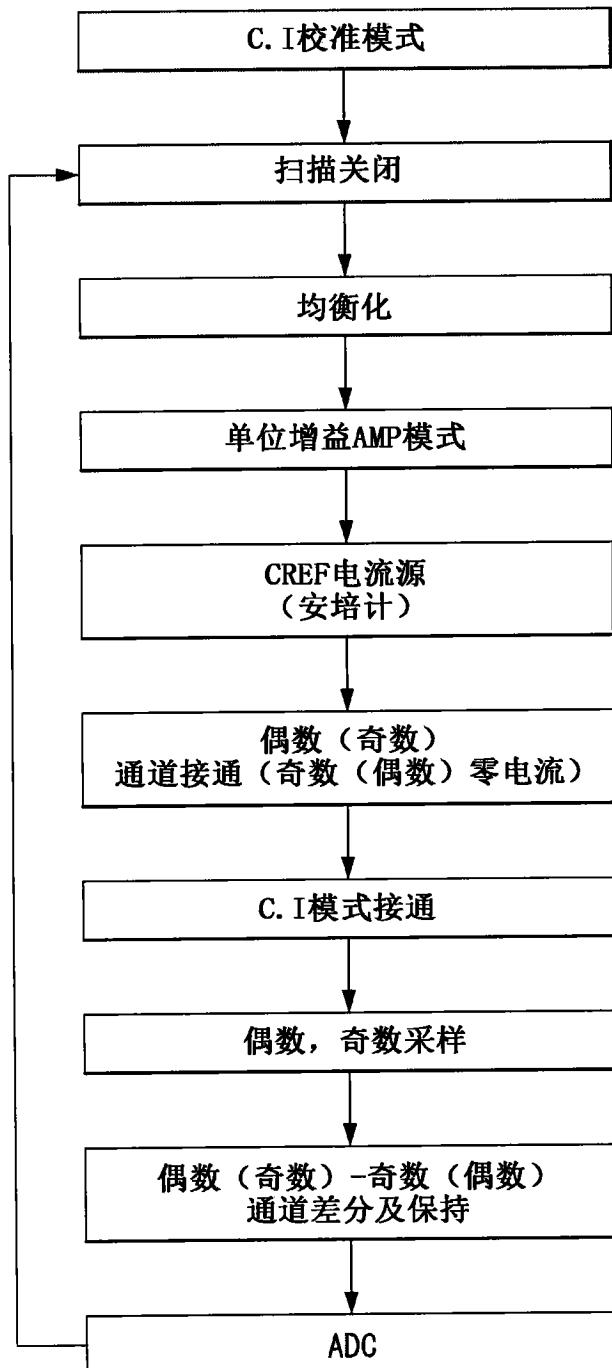


图11

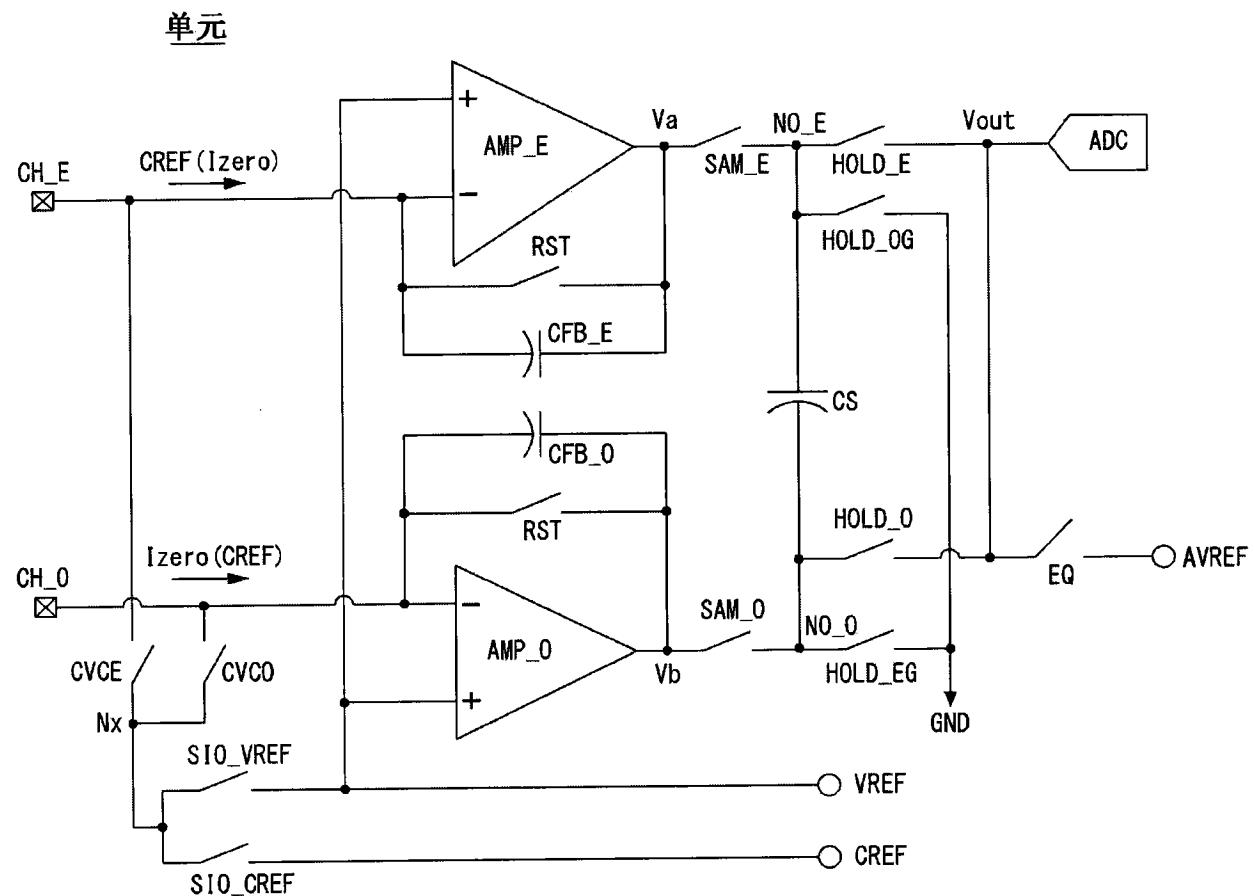


图12

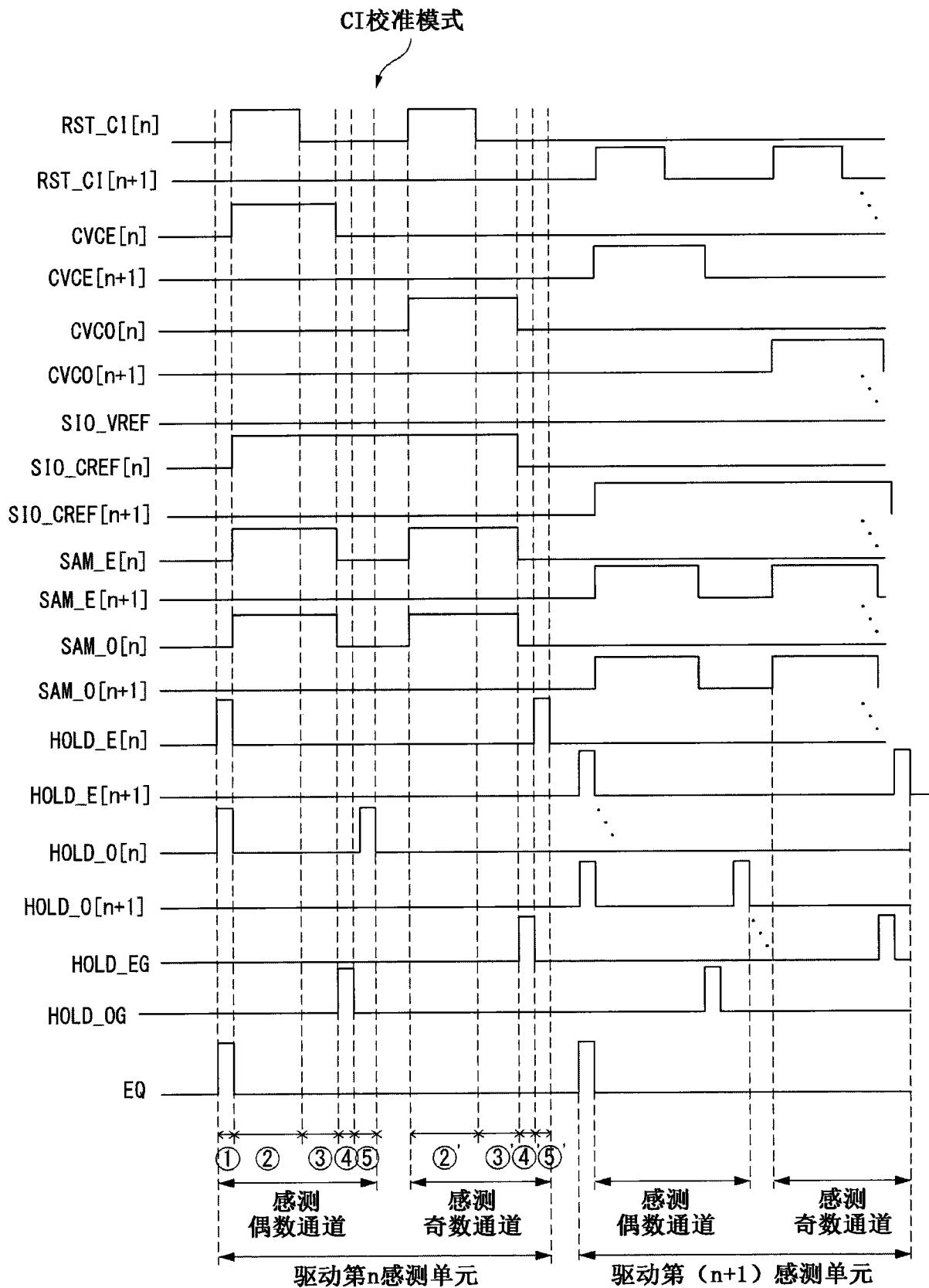


图13

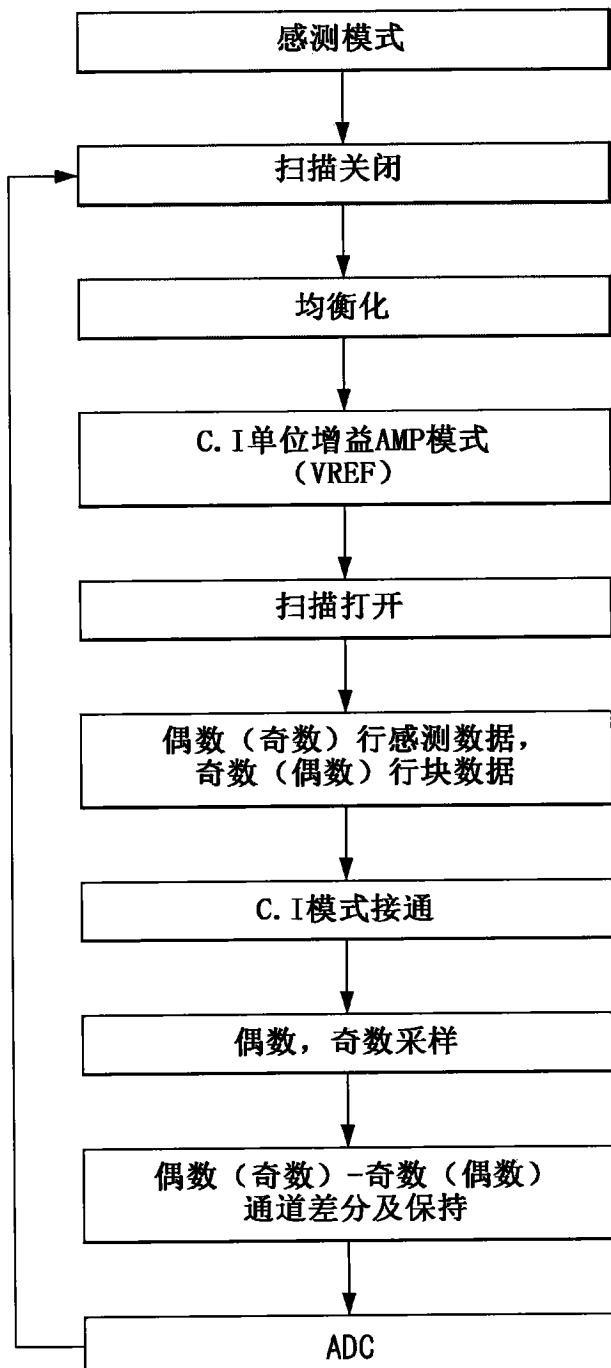


图14

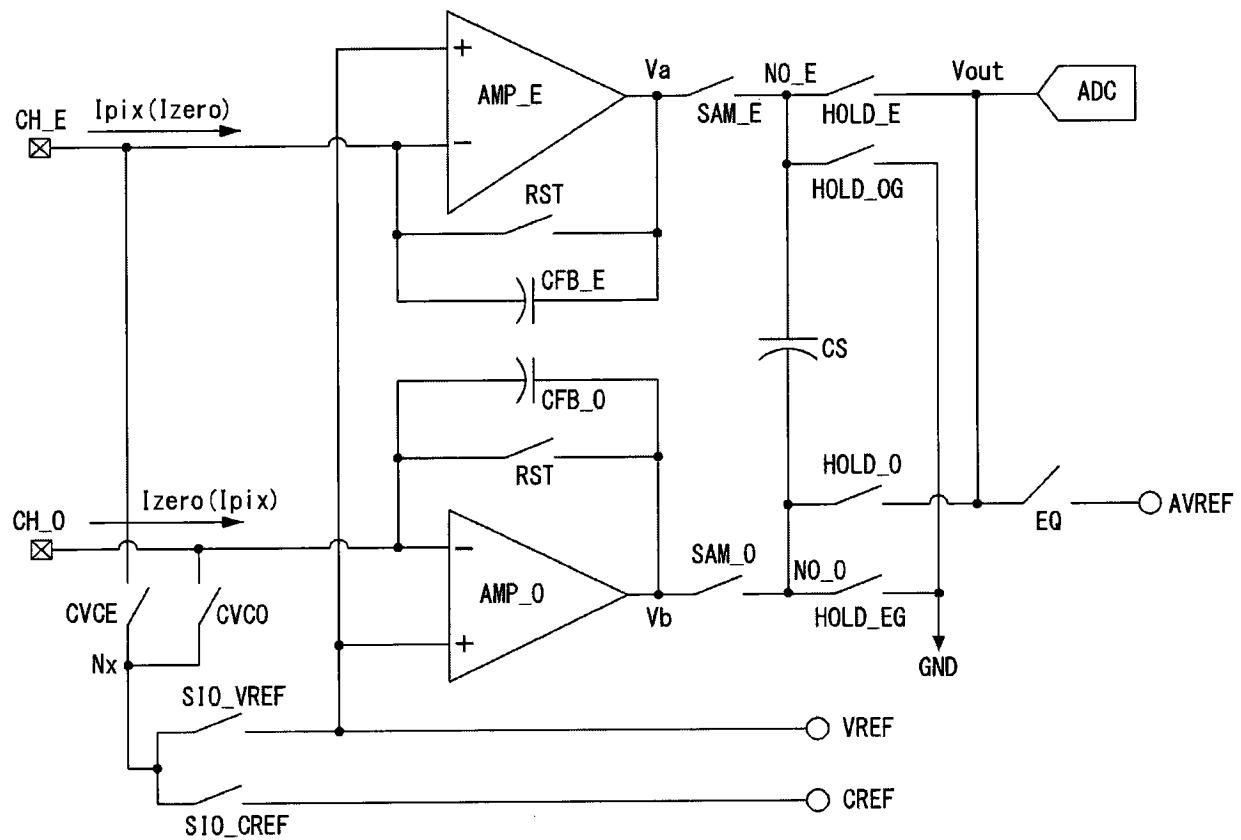
单元

图15

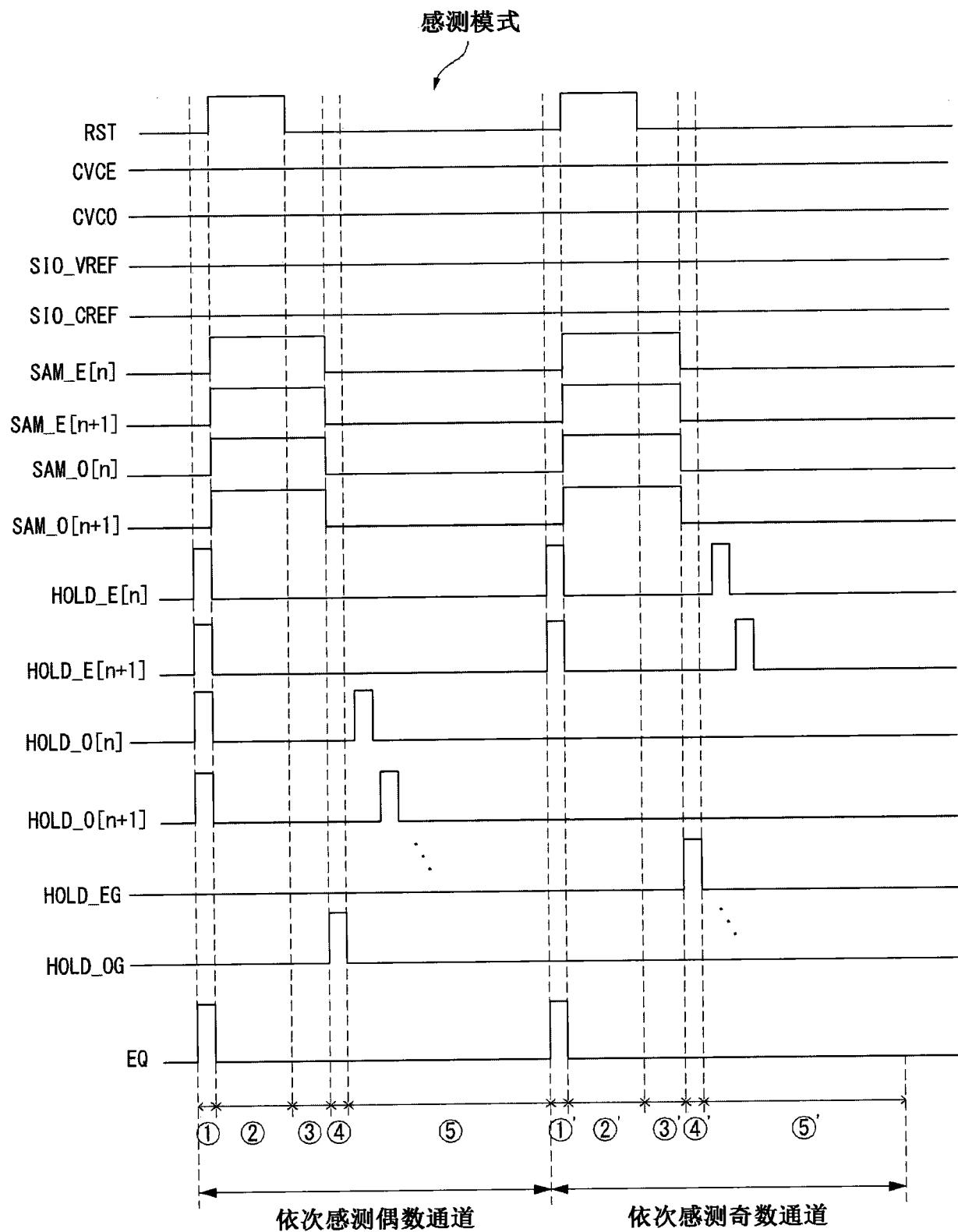


图16

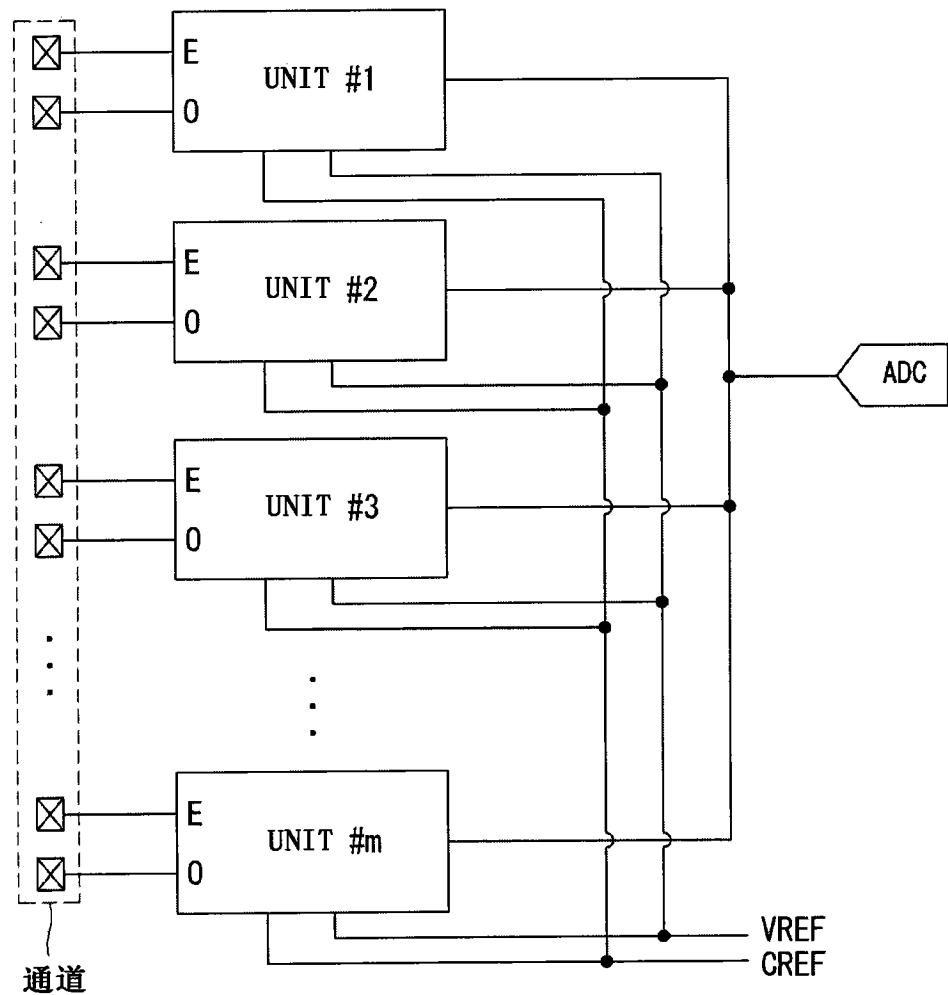


图17

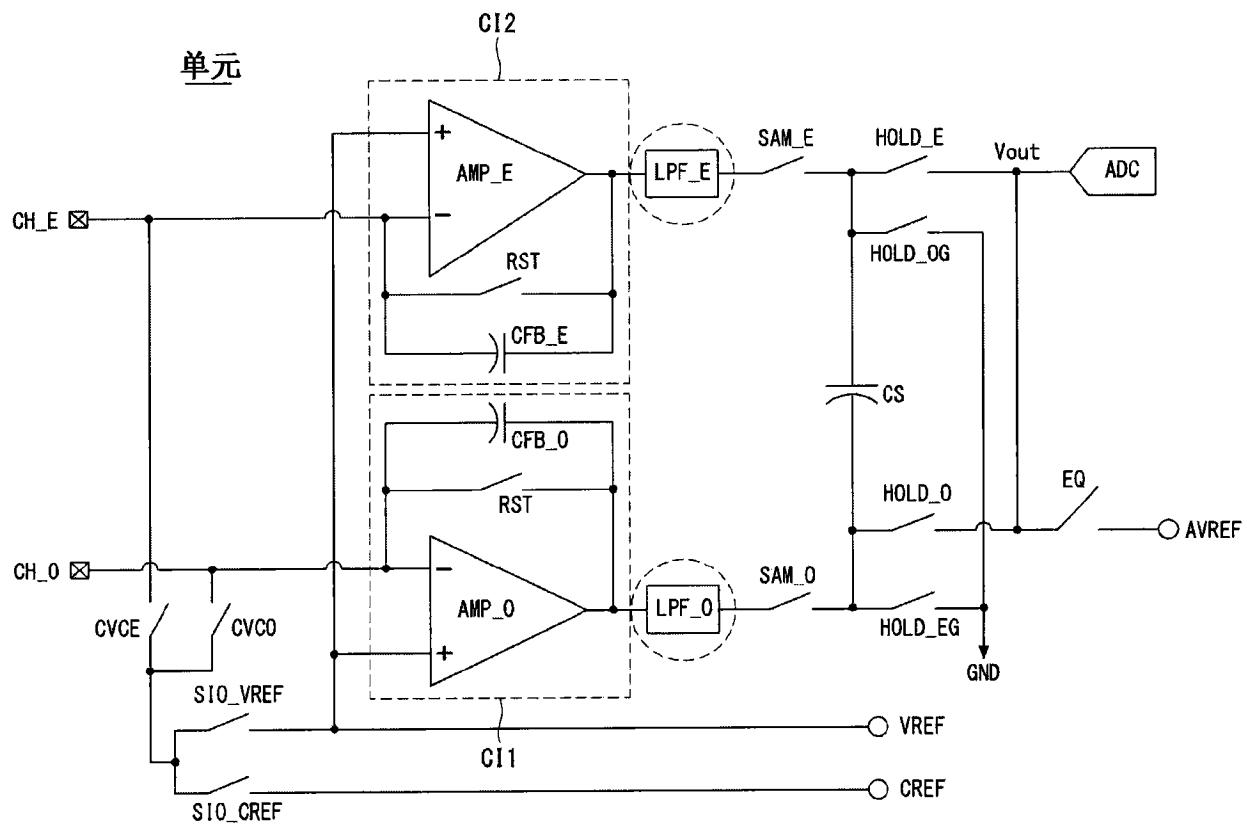


图18

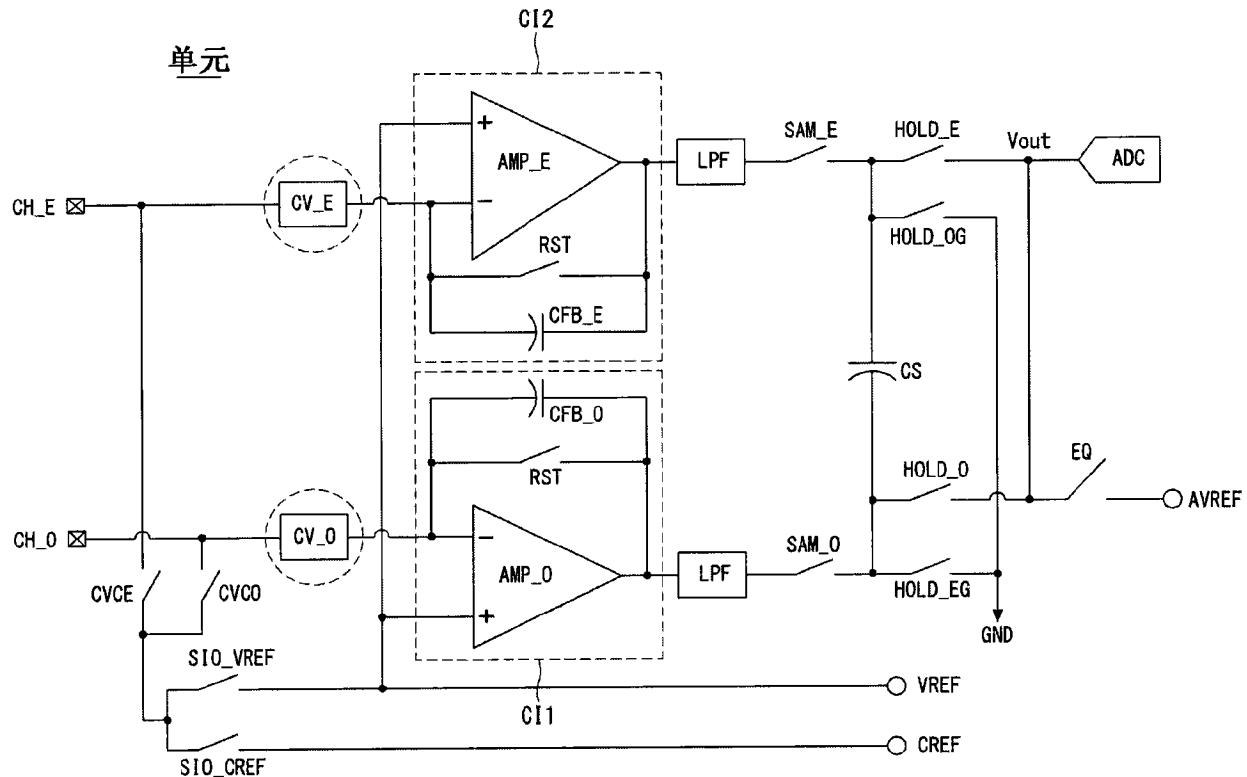


图19

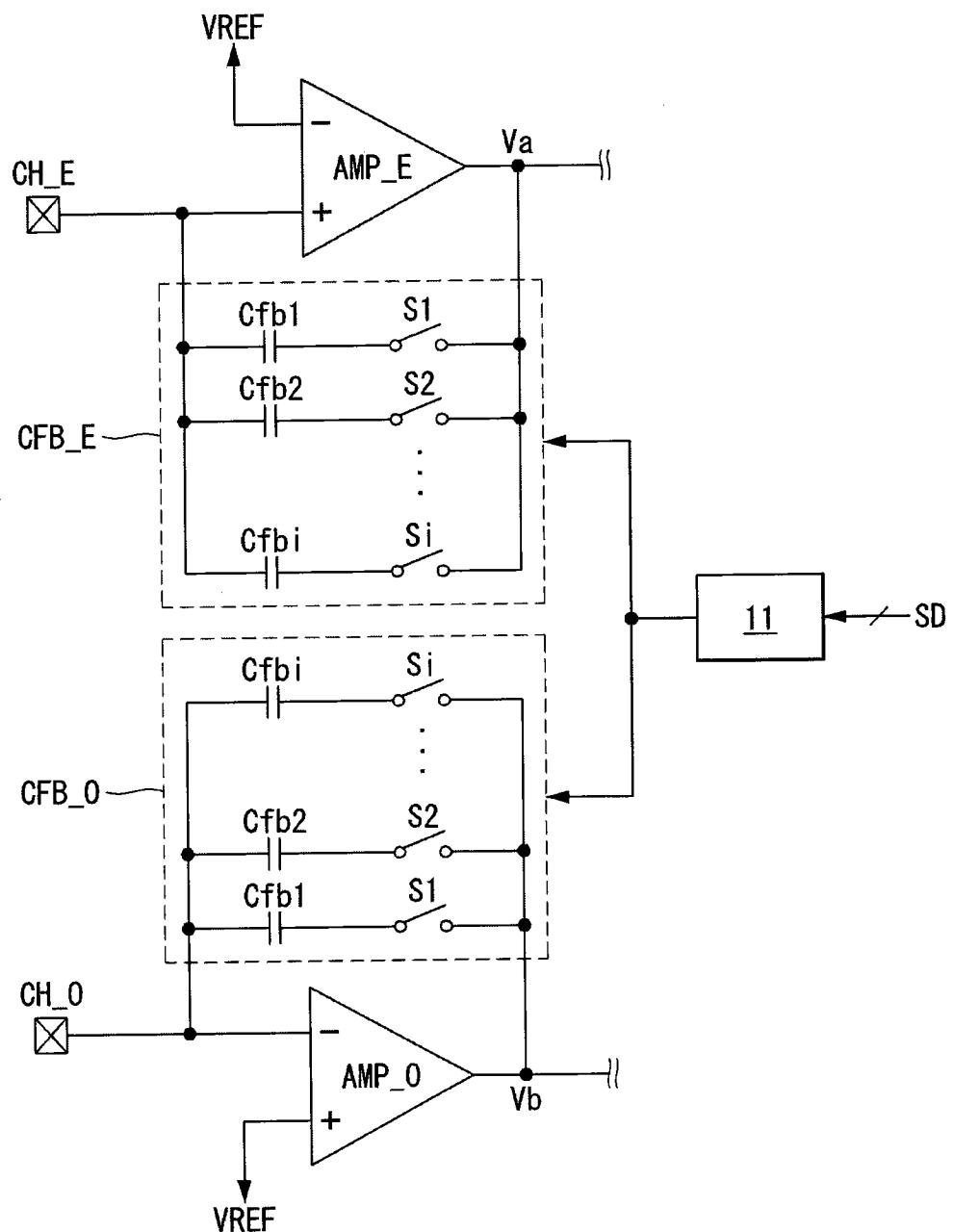


图20

专利名称(译)	用于感测驱动元件的电特性的有机发光显示器		
公开(公告)号	CN105206208B	公开(公告)日	2018-02-16
申请号	CN201410858352.0	申请日	2014-12-24
[标]申请(专利权)人(译)	乐金显示有限公司		
申请(专利权)人(译)	乐金显示有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	乐金显示有限公司		
[标]发明人	柳相镐 金凡植		
发明人	柳相镐 金凡植		
IPC分类号	G09G3/00 G09G3/3258 G09G3/3291		
CPC分类号	G09G3/006 G09G3/3258 G09G3/3291 G09G2300/0828 G09G2310/027 G09G2320/0295 G09G2320/045 G09G2320/0693 G09G2330/12 G09G3/2007 G09G2300/0426 G09G2300/0819		
代理人(译)	刘久亮		
审查员(译)	王少伟		
优先权	1020140080000 2014-06-27 KR		
其他公开文献	CN105206208A		
外部链接	Espacenet Sipo		

摘要(译)

用于感测驱动元件的电特性的有机发光显示器。一种有机发光显示器包括：显示面板，该显示面板具有与数据线和感测线连接的多个像素，各个像素包括OLED和用于控制OLED的发光量的驱动TFT；以及数据驱动器IC，该数据驱动器IC包括用于通过与感测线连接的多个感测通道感测像素的电流数据的多个感测单元，各个感测单元包括：连接到奇数感测通道的第一电流积分器；连接到与奇数感测通道相邻的偶数感测通道的第二电流积分器；以及采样及保持单元，该采样及保持单元从自第一电流积分器输入的第一采样值和自第二电流积分器输入的第二采样值中去除公共噪声分量，同时存储并保存第一采样值和第二采样值。

