



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105206208 A

(43) 申请公布日 2015. 12. 30

(21) 申请号 201410858352. 0

(22) 申请日 2014. 12. 24

(30) 优先权数据

10-2014-0080000 2014. 06. 27 KR

(71) 申请人 乐金显示有限公司

地址 韩国首尔

(72) 发明人 柳相镐 金凡植

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127

代理人 吕俊刚 刘久亮

(51) Int. Cl.

G09G 3/00(2006. 01)

G09G 3/32(2006. 01)

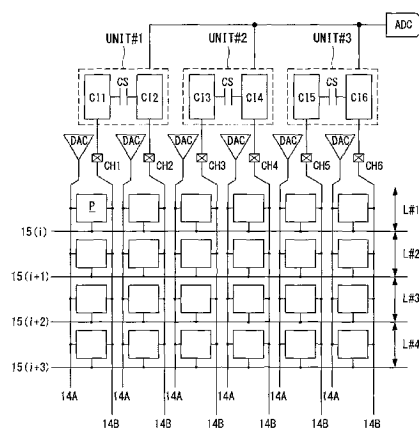
权利要求书3页 说明书15页 附图17页

(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,其用于感测从所述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,其用于感测从所述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中,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所述感测操作期间同时接通达预定时间段,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,

所述第一积分电容器和所述第二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 的源极电位达到饱和状态(即,驱动 TFT 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使得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 V_{REF} 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 V_{REF} 。

[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 V_{REF} 。

[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 V_{REF} , 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 SDIC 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 SDIC 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 SDIC 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数据感测模式(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、SIO_VREF、SIO_CREF、SAM_E、SAM_O、HOLD_E、HOLD_O、HOLD_EG、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针对黑色灰度的数据电压对应的第二数字数据。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_0 连接的第一电流积分器 CI1、连接到与所述奇数感测通道 CH_0 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 V_{out} 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_0,该第一放大器 AMP_0 包括经由奇数感测通道 CH_0 连接到奇数感测线 14B 并从奇数感测线接收第一像素电流 $I_{pix}(I_b)$ (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_0 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_0;以及连接到所述第一积分电容器 CFB_0 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 $I_{pix}(I_b)$ 的积分以输出第一采样值 V_b 。

[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 $I_{pix}(I_a)$ 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 $I_{pix}(I_a)$ 的积分以输出第二采样值 V_a 。

[0085] 采样及保持单元 S&H 通过噪声消除从第一采样值 V_b 和第二采样值 V_a 中去除公共噪声分量（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 V_{out} 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 V_b 以及从第二电流积分器 CI2 输入的第二采样值 V_a 。

[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_0G，其连接在所述第一输出节点 NO_0 与接地电源 GND 之间；以及第二噪声消除开关 HOLD_EG，其连接在所述第二输出节点 NO_E 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 V_b 和第二采样值 V_a 。第一噪声消除开关 HOLD_0G 将第二输出节点 NO_E 与接地电源 GND 连接以从第一采样值 V_b 和第二采样值 V_a 中去除公共噪声分量，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 V_b 和第二采样值 V_a 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 V_{out} 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 V_{out} 供应到 ADC。

[0088] ADC 将去除了公共噪声分量的输出 V_{out} 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 N_x 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 N_x 与偶数感测通道 CH_E 之间；电压源开关 SIO_VREF，其连接在节点 X N_x 与基准电压 VREF 的输入端子之间；以及电流源开关 SIO_CREF，其连接在节点 X N_x 与基准电流 CREF 的输入端子之间。

[0091] 电压源开关 SIO_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 SIO_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 CI 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_0,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_0(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_0 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_0 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_0G 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_0 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_0 接通以将节点 NO_0 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_0。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_0 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_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 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_0 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_0 的电位减少与第二采样值 Va 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 CH₀, 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 CH₀ 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 NO₀ 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 (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 NO₀ 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 NO₀ 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 LPF₀, 其连接在第一电流积分器 CI1 的输出端子与第一采样开关 SAM₀ 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 LPF₀ 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 LPF₀ 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 LPF₀ 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 CV₀, 其连接在奇数感测通道 CH₀ 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 CV₀ 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 CV₀ 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 CH₀ 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 CV₀ 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 E_{vref} (ADC 基准电压) 到 $E_{vref}+3V$ (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 Si。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 Si 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 Si 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 Si 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,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。

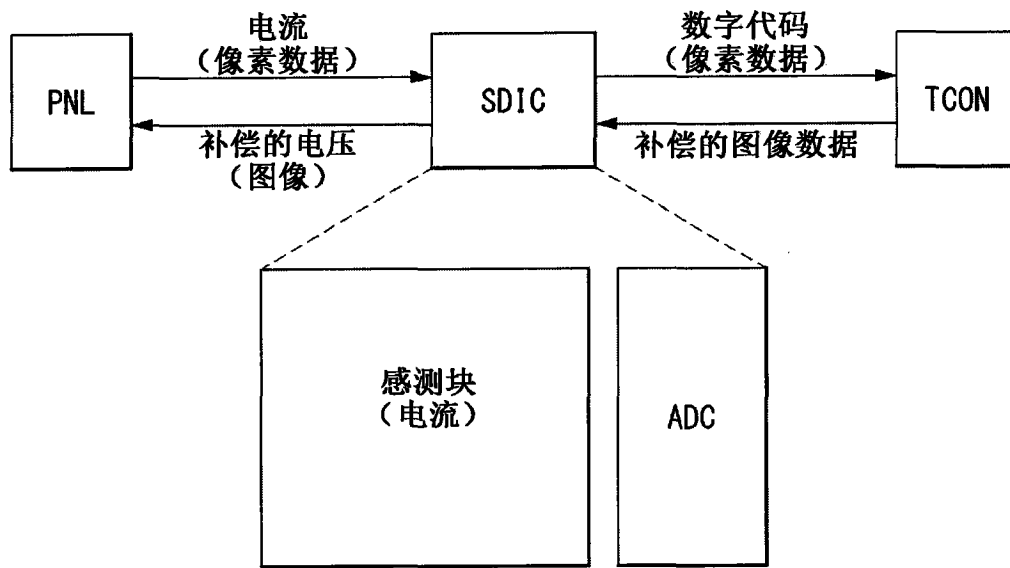


图 1

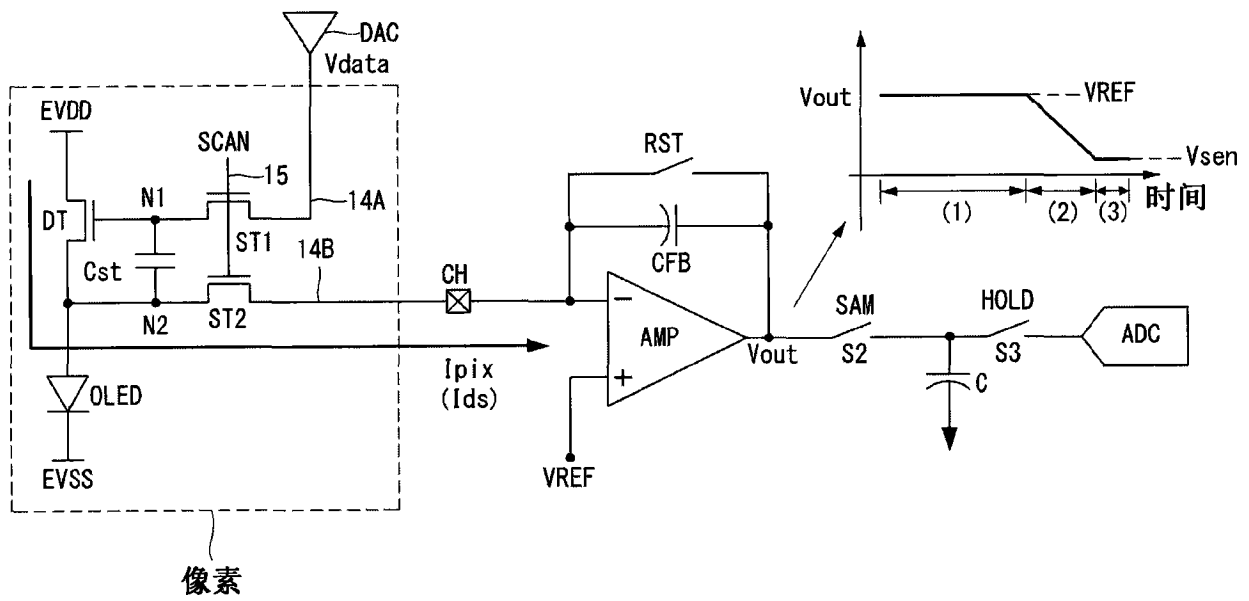


图 2

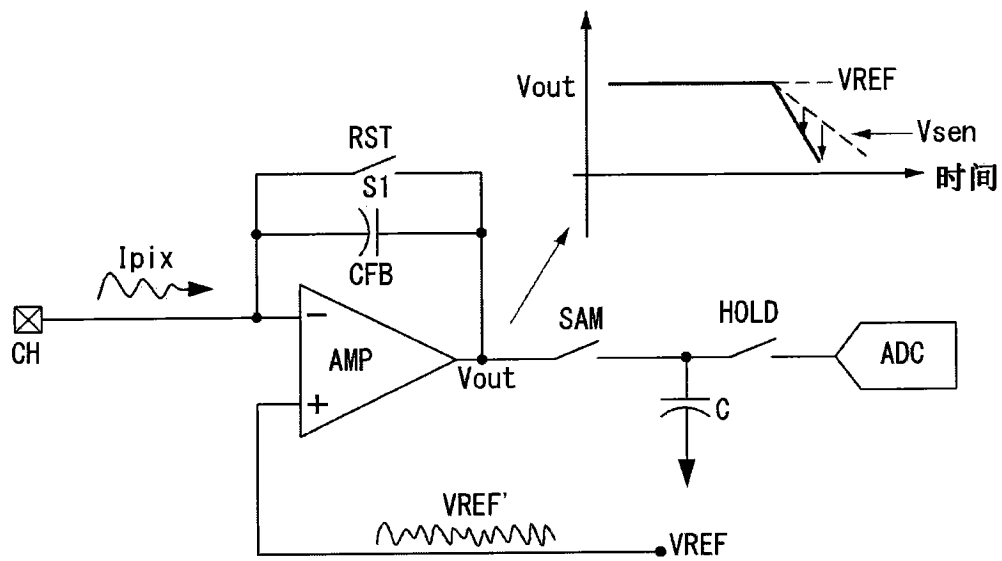


图 3

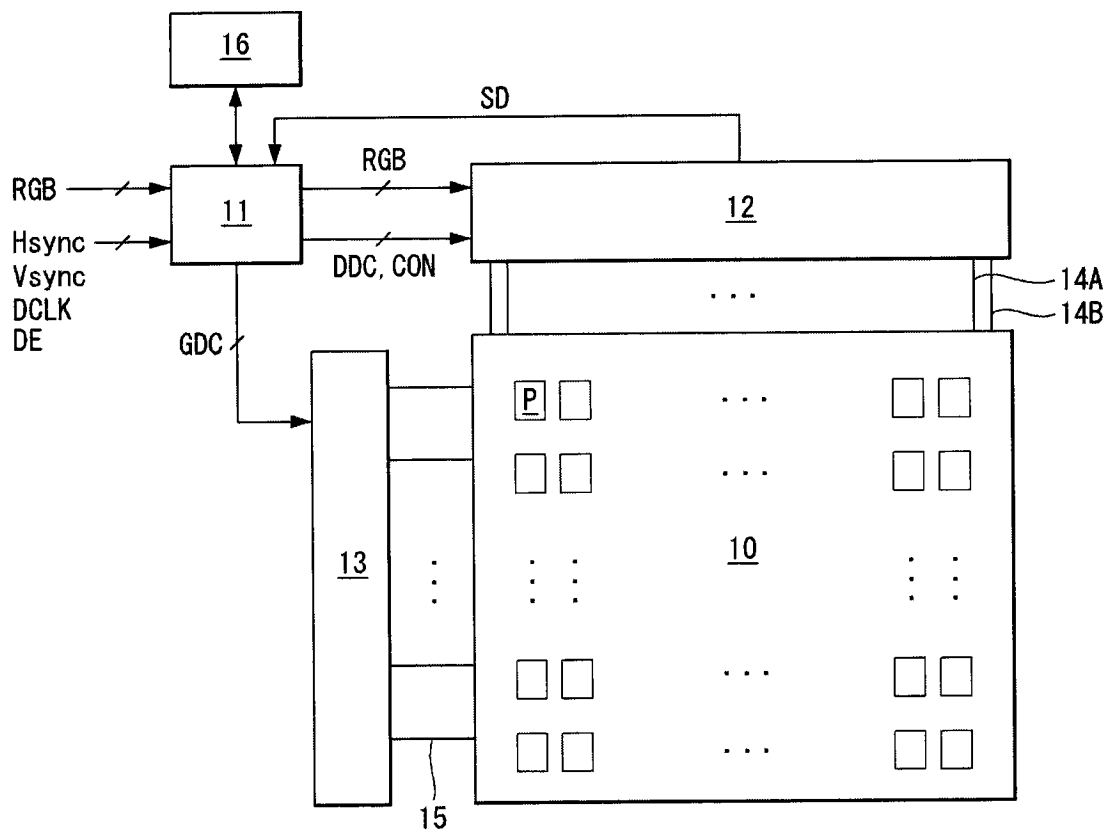


图 4

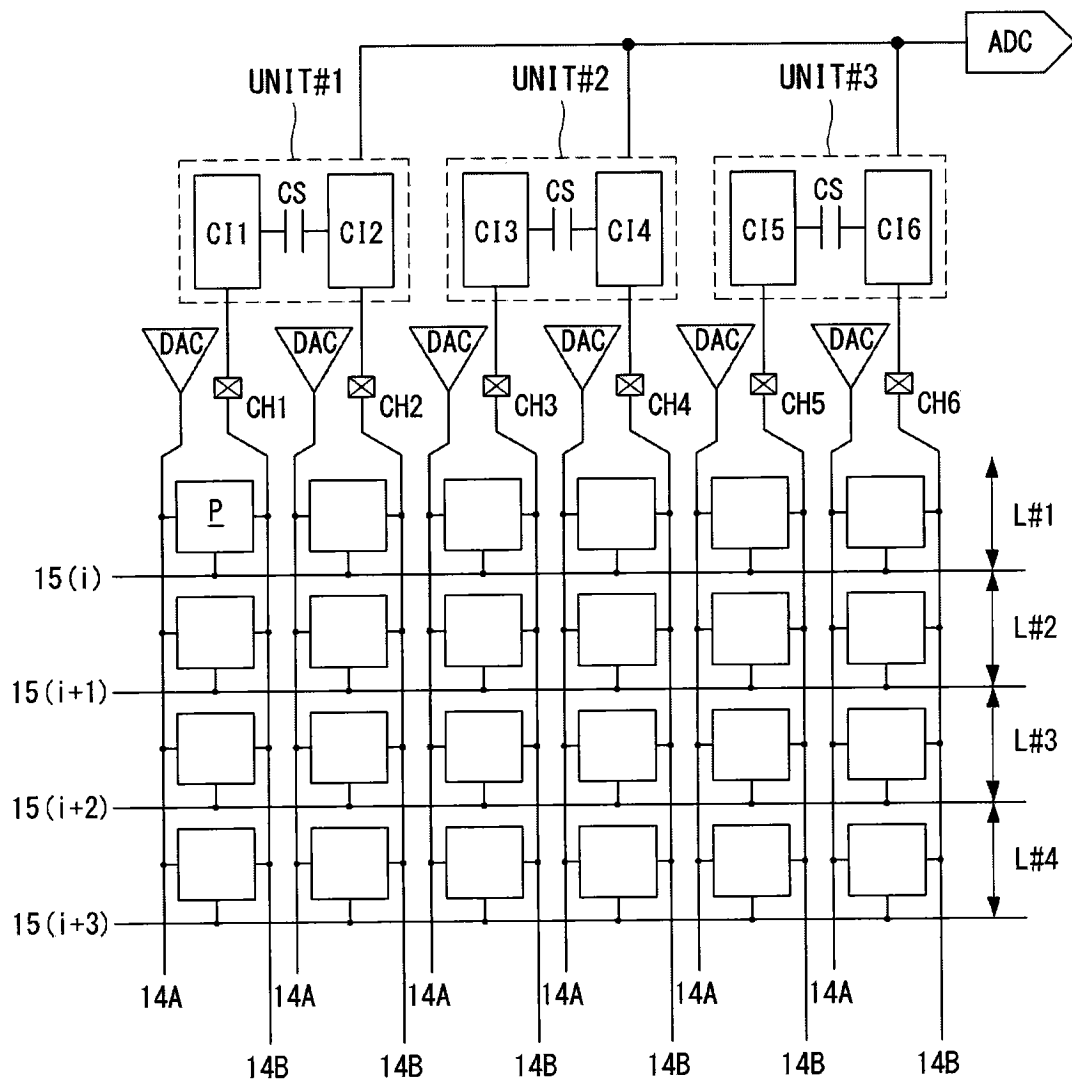


图 5

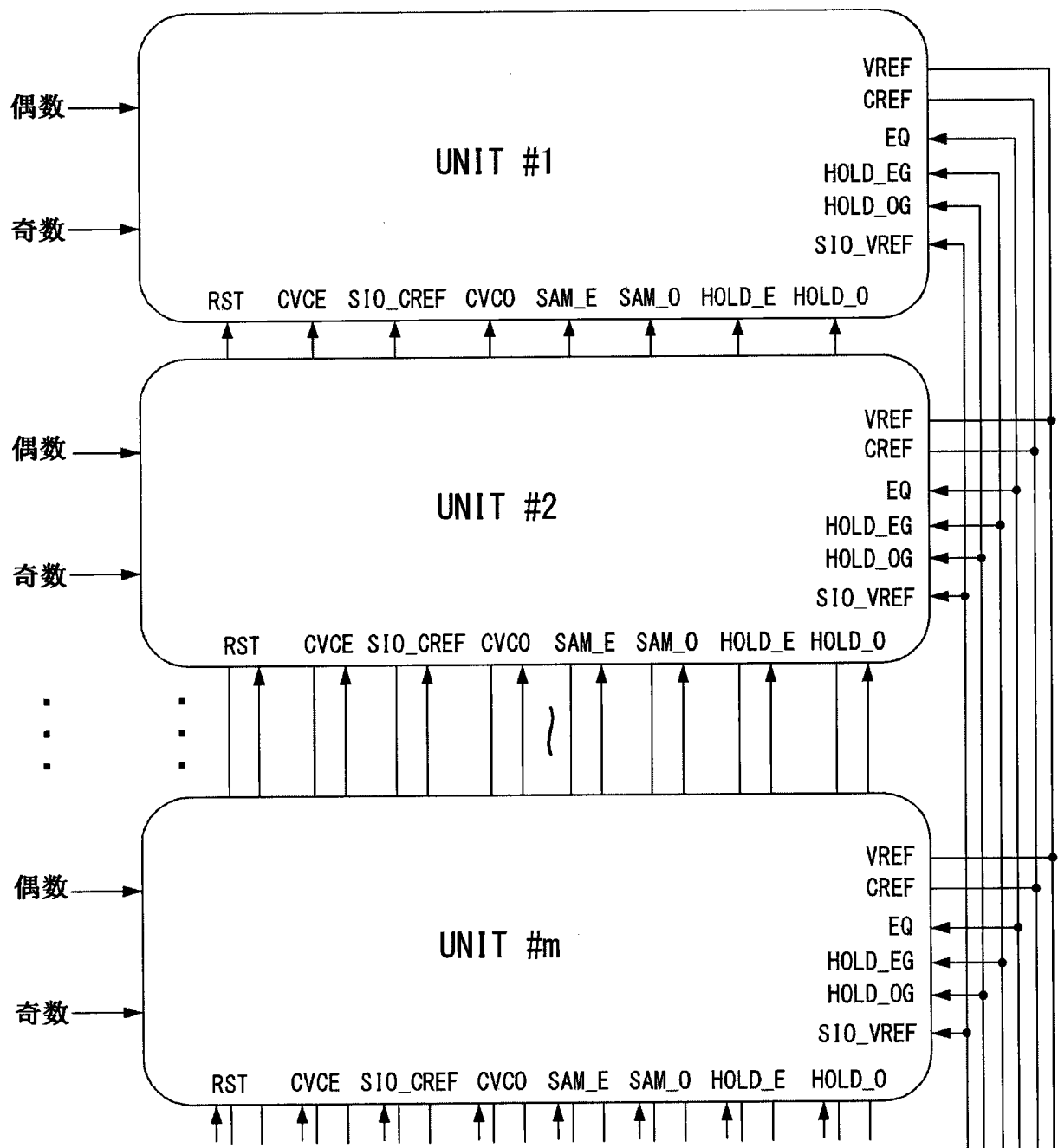


图 6

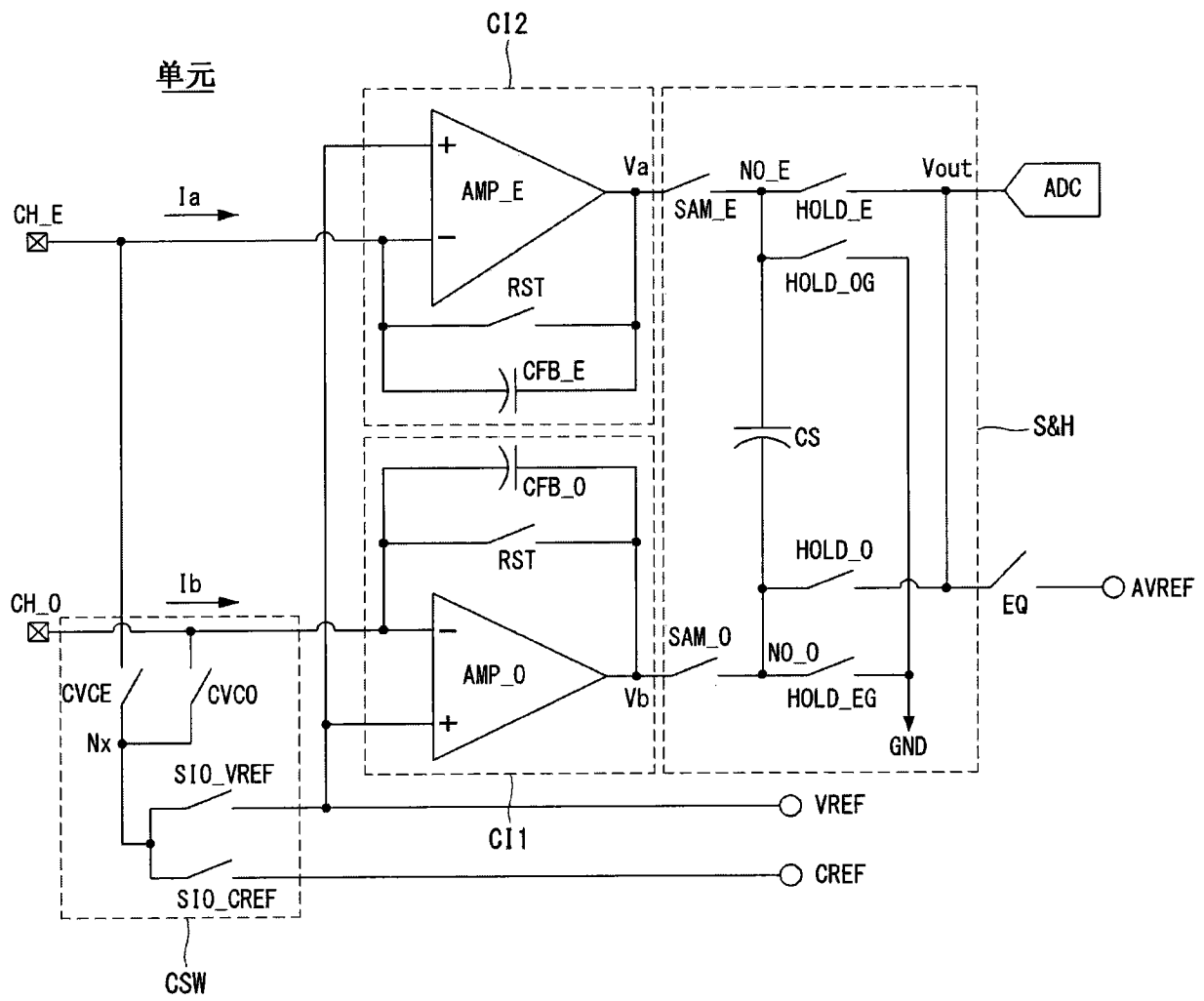


图 7

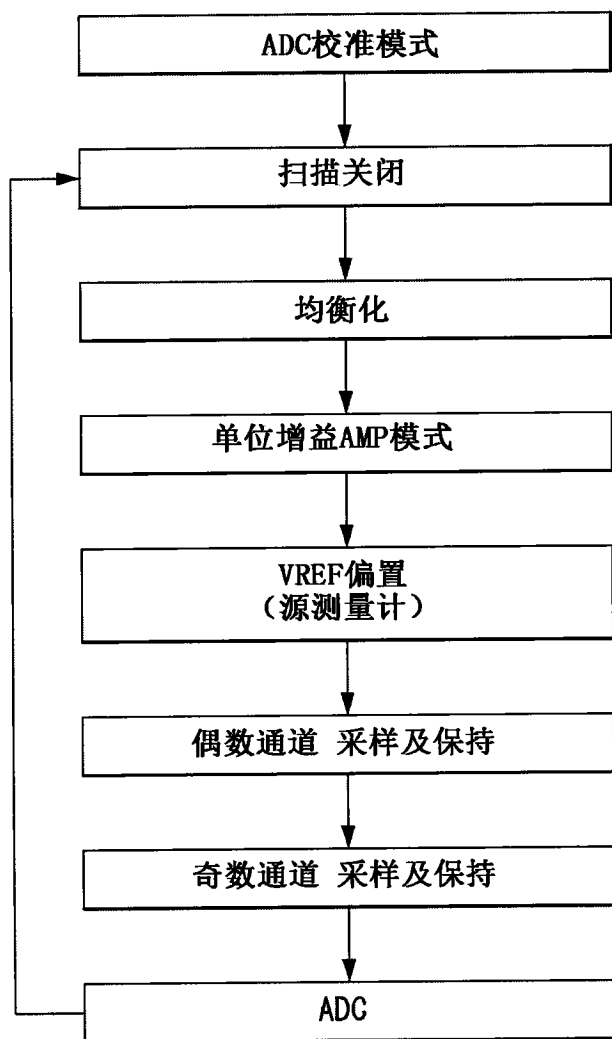


图 8

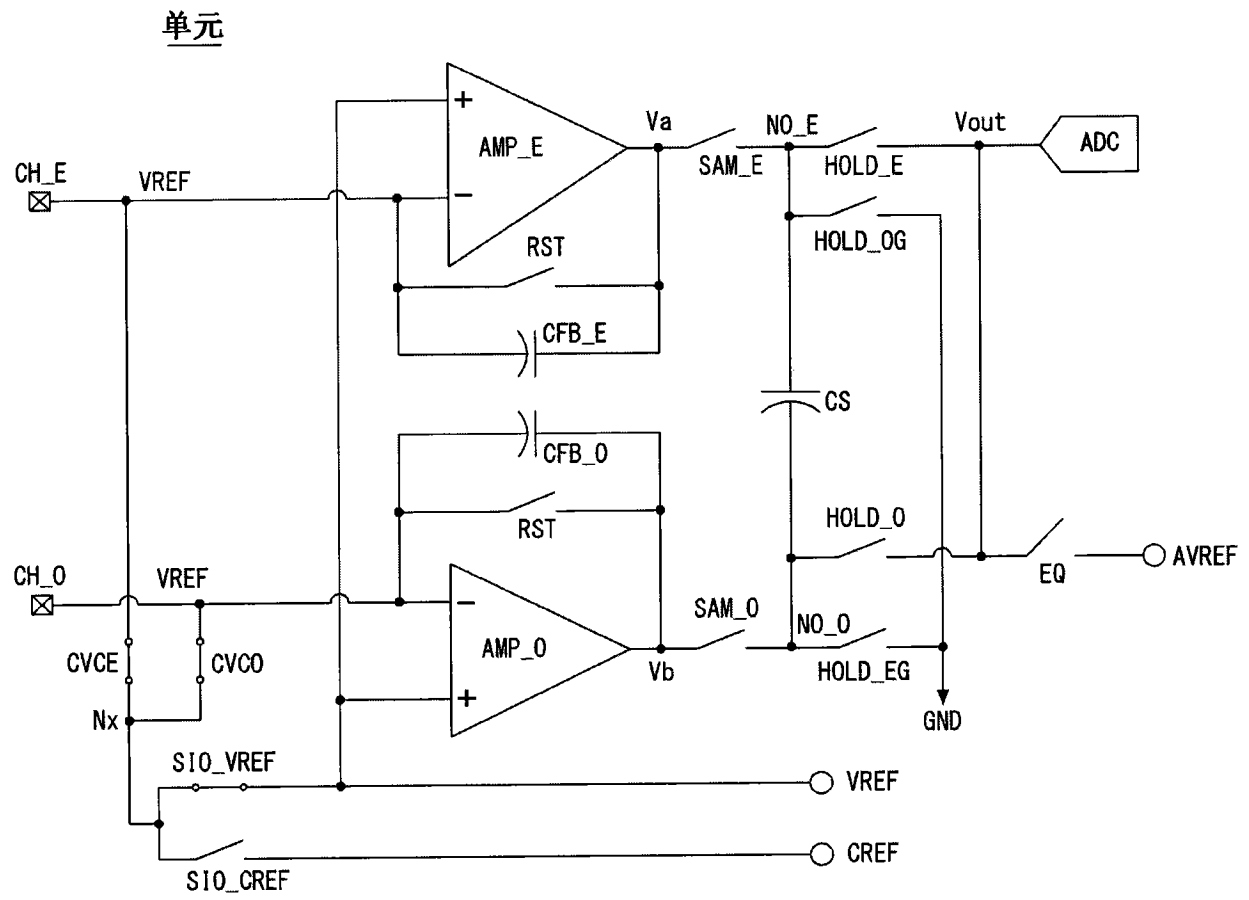


图 9

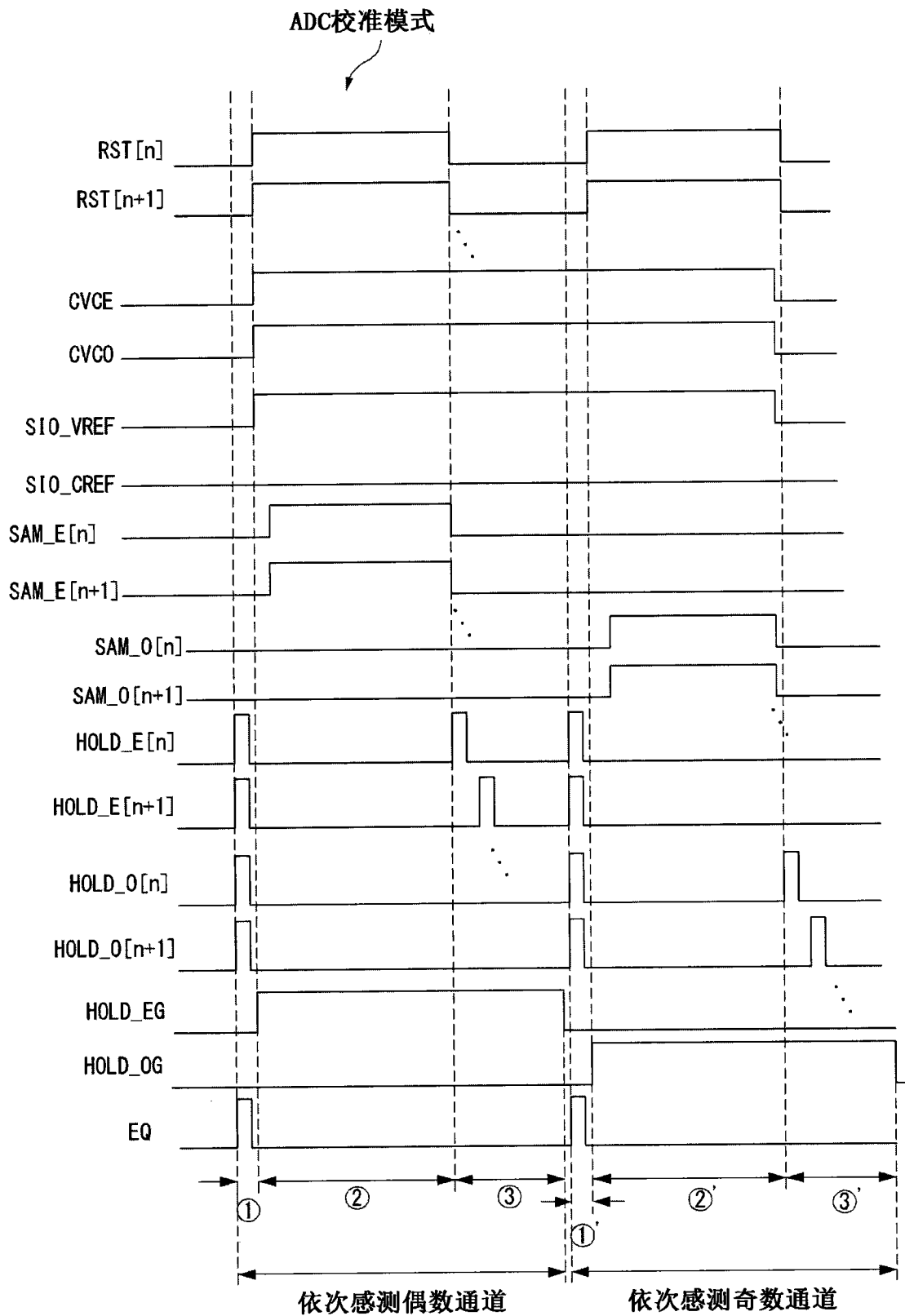


图 10

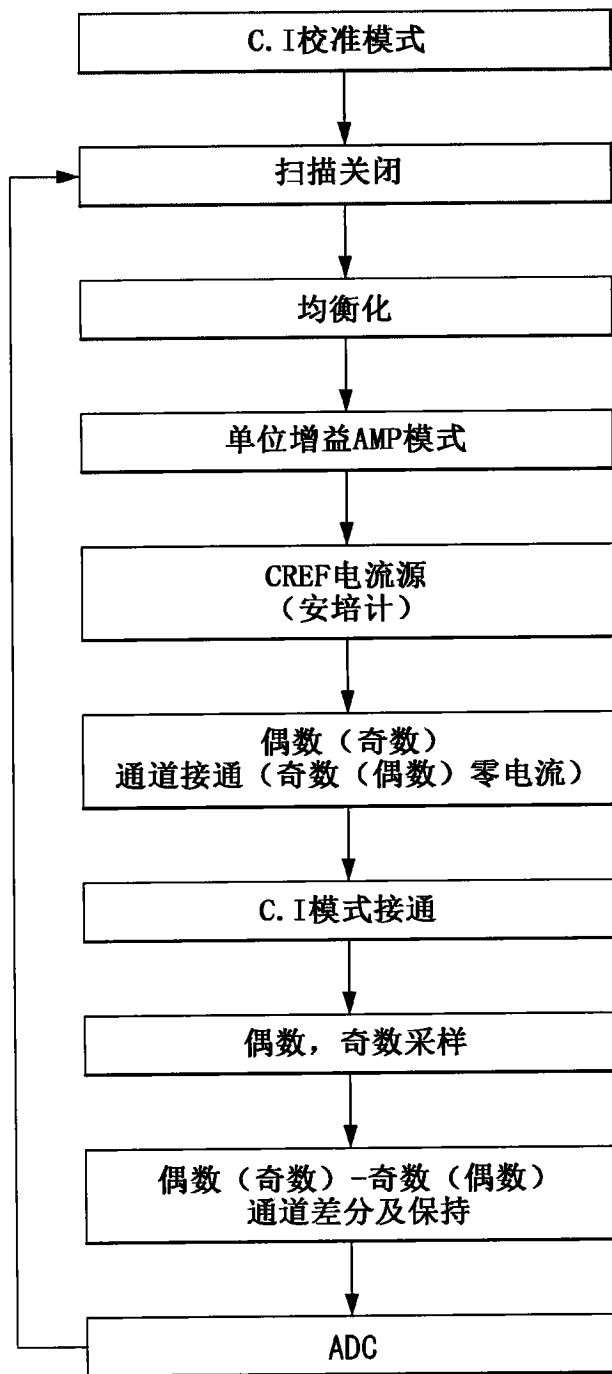


图 11

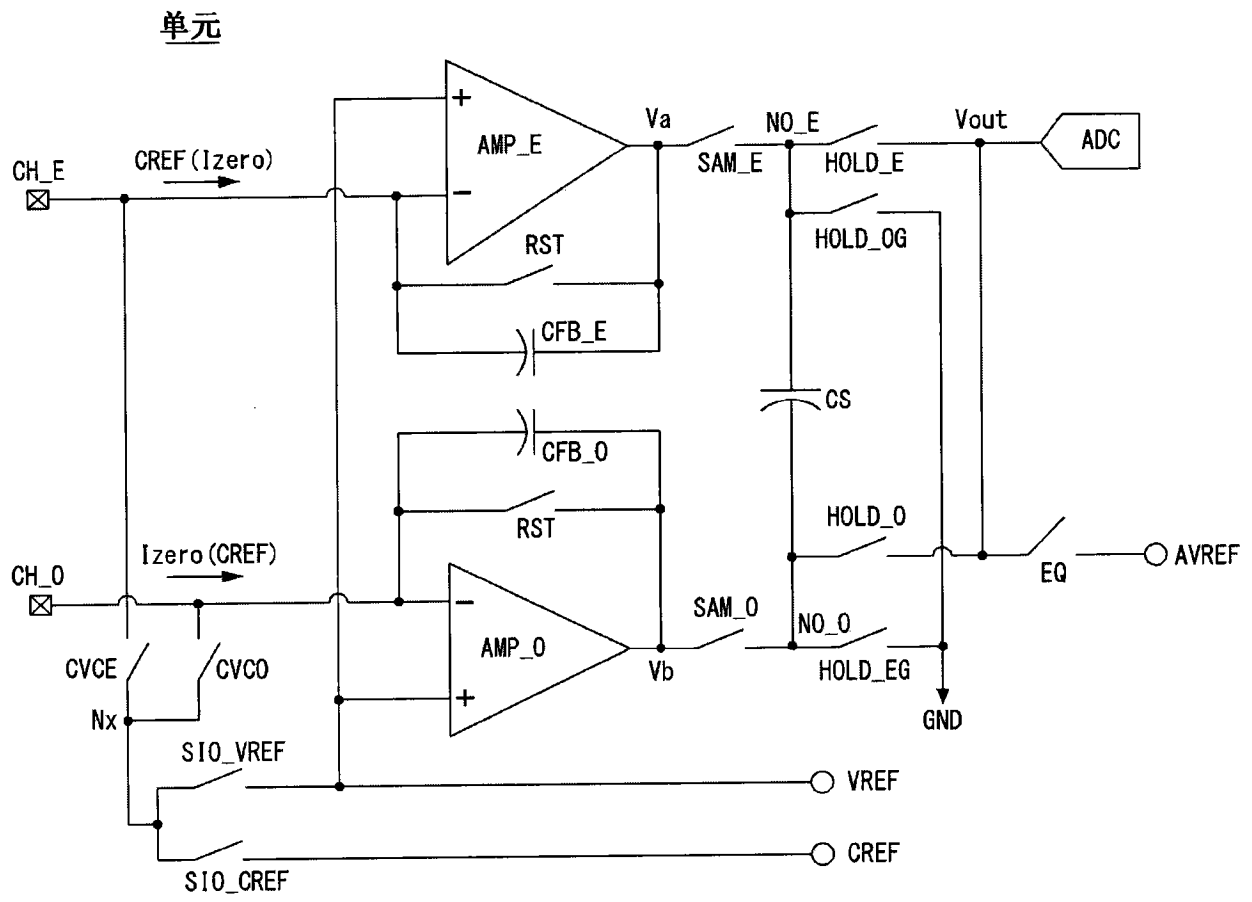


图 12

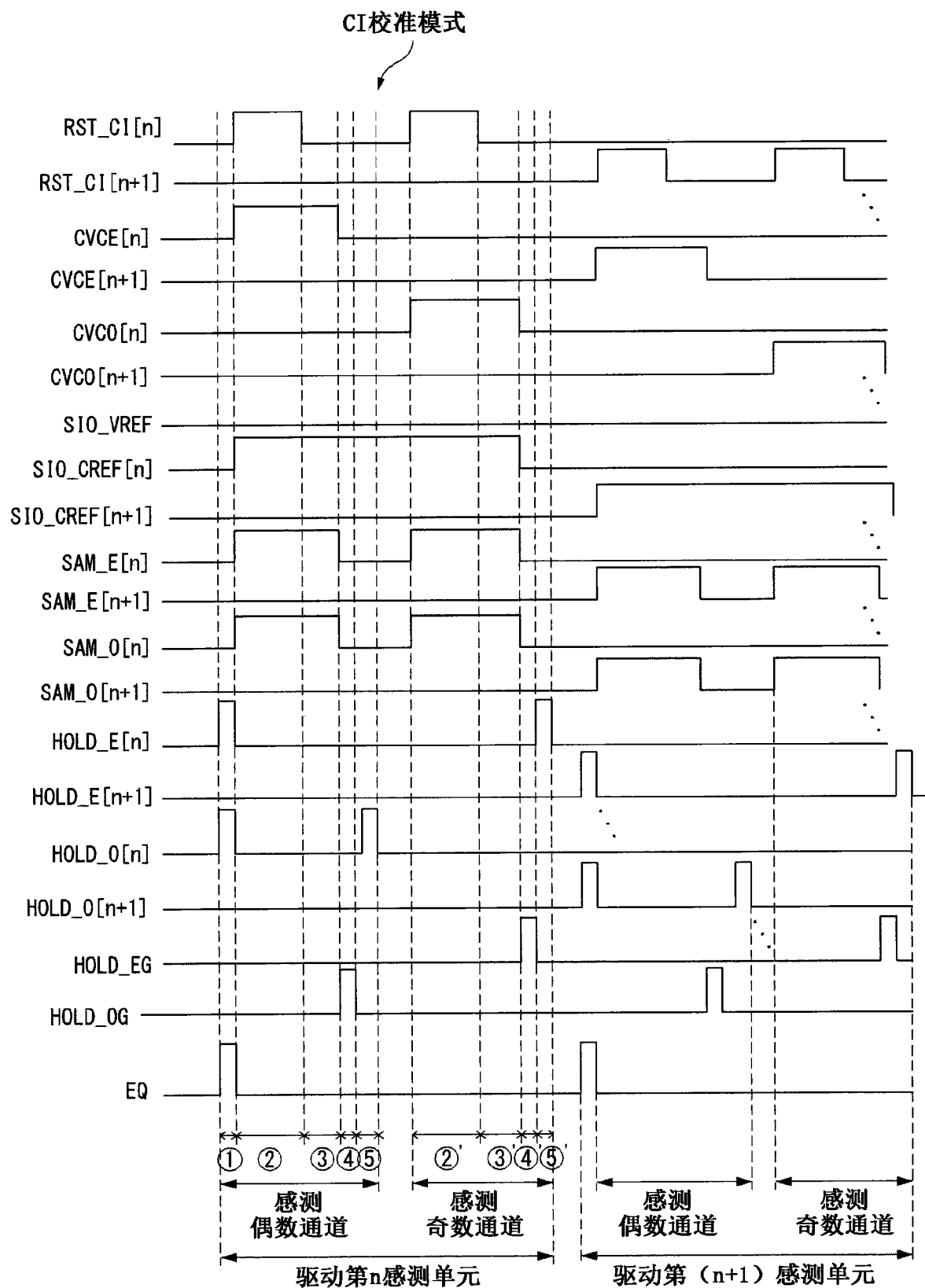


图 13

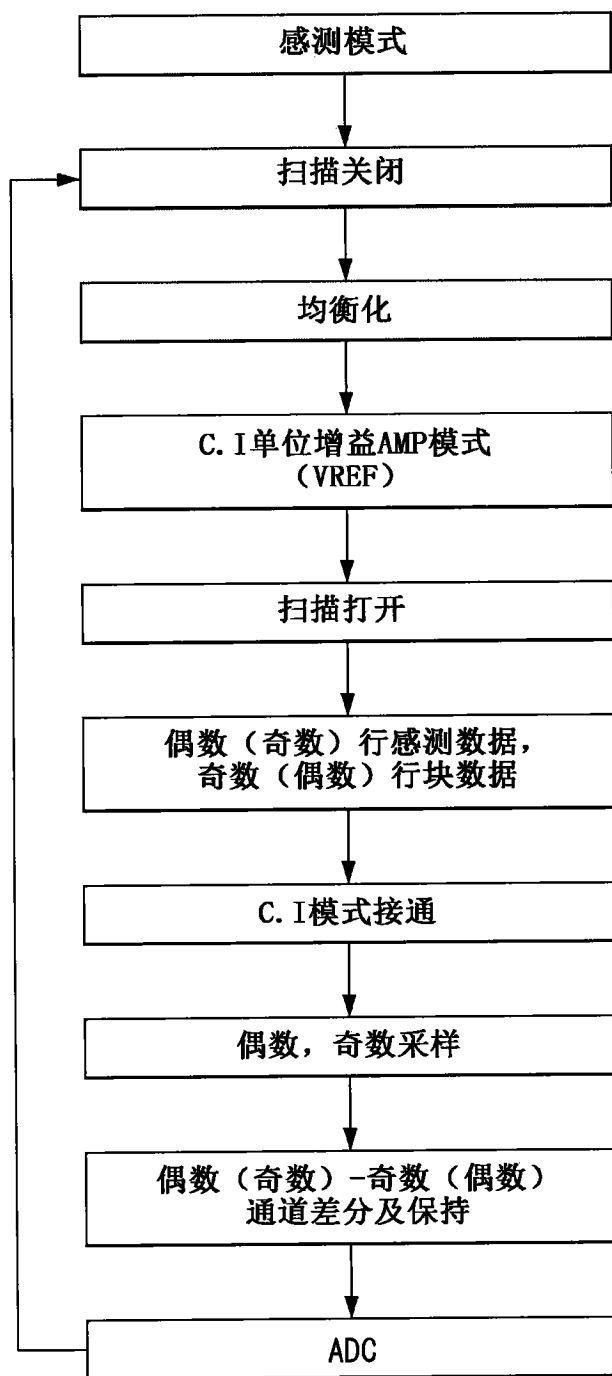


图 14

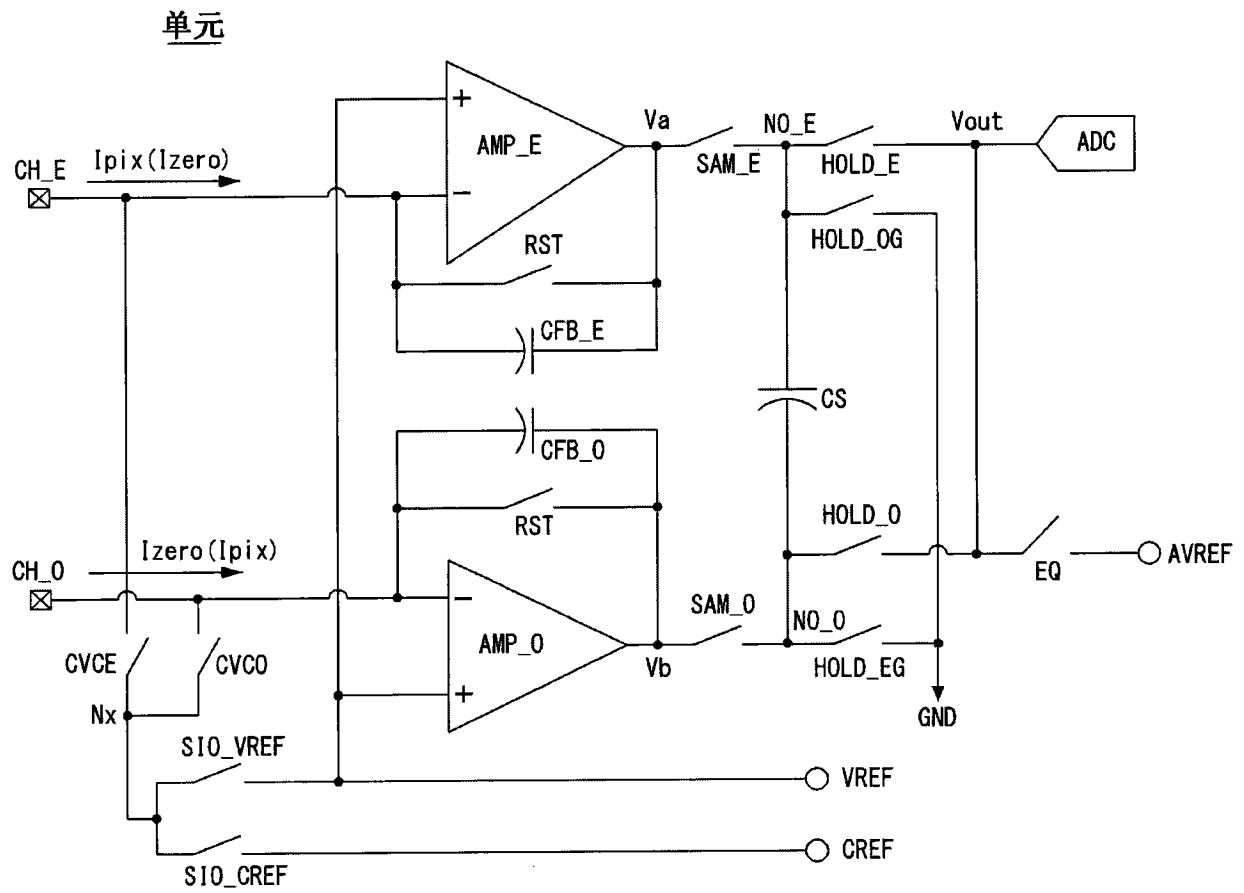


图 15

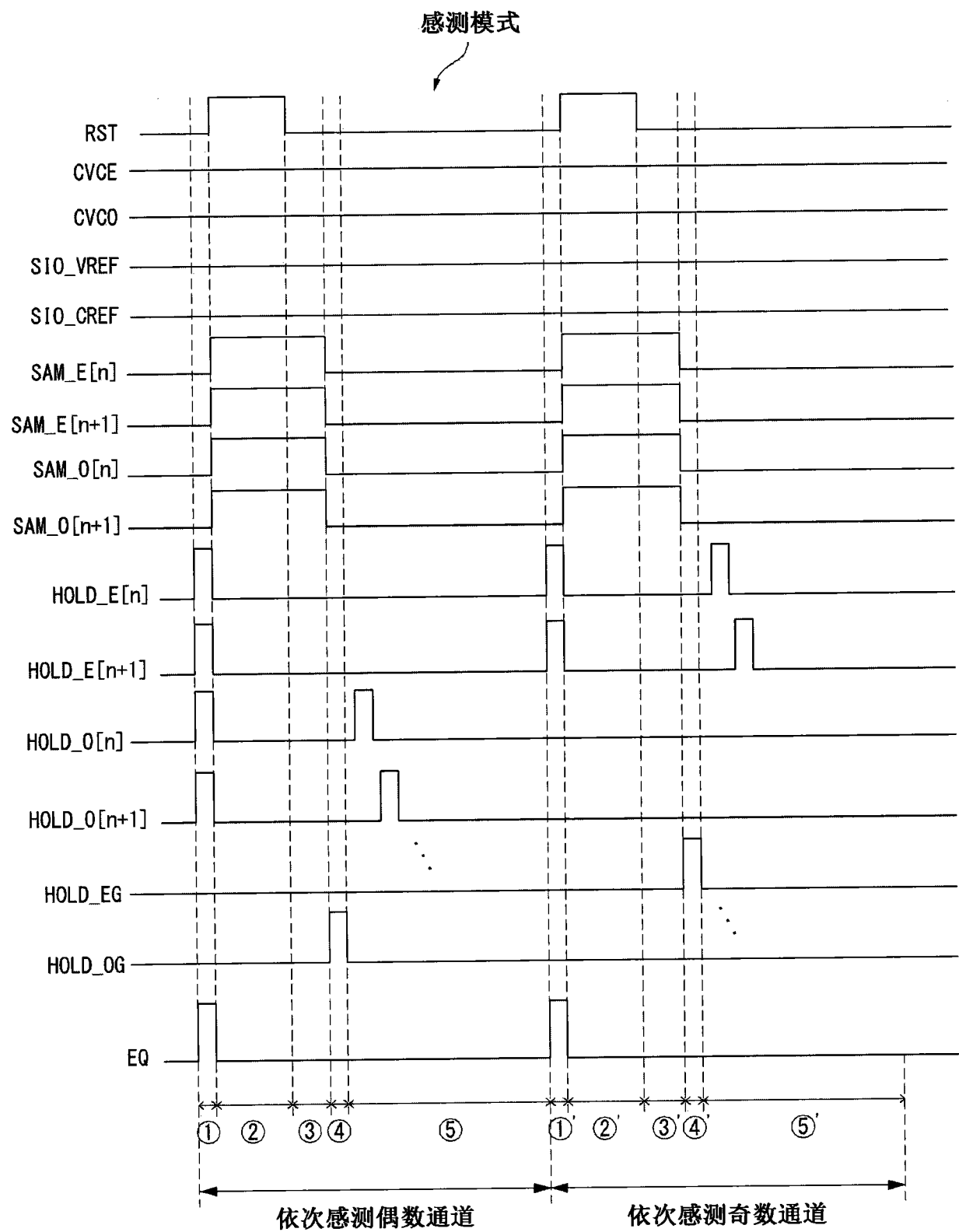


图 16

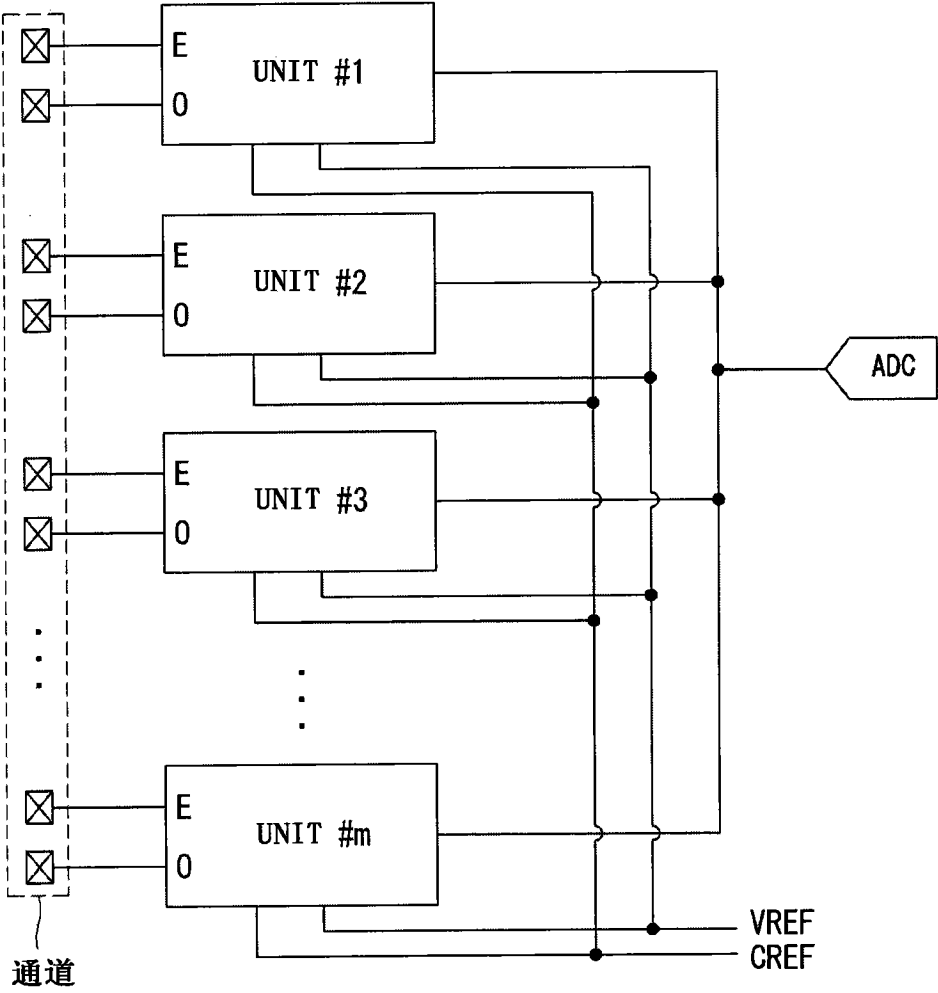


图 17

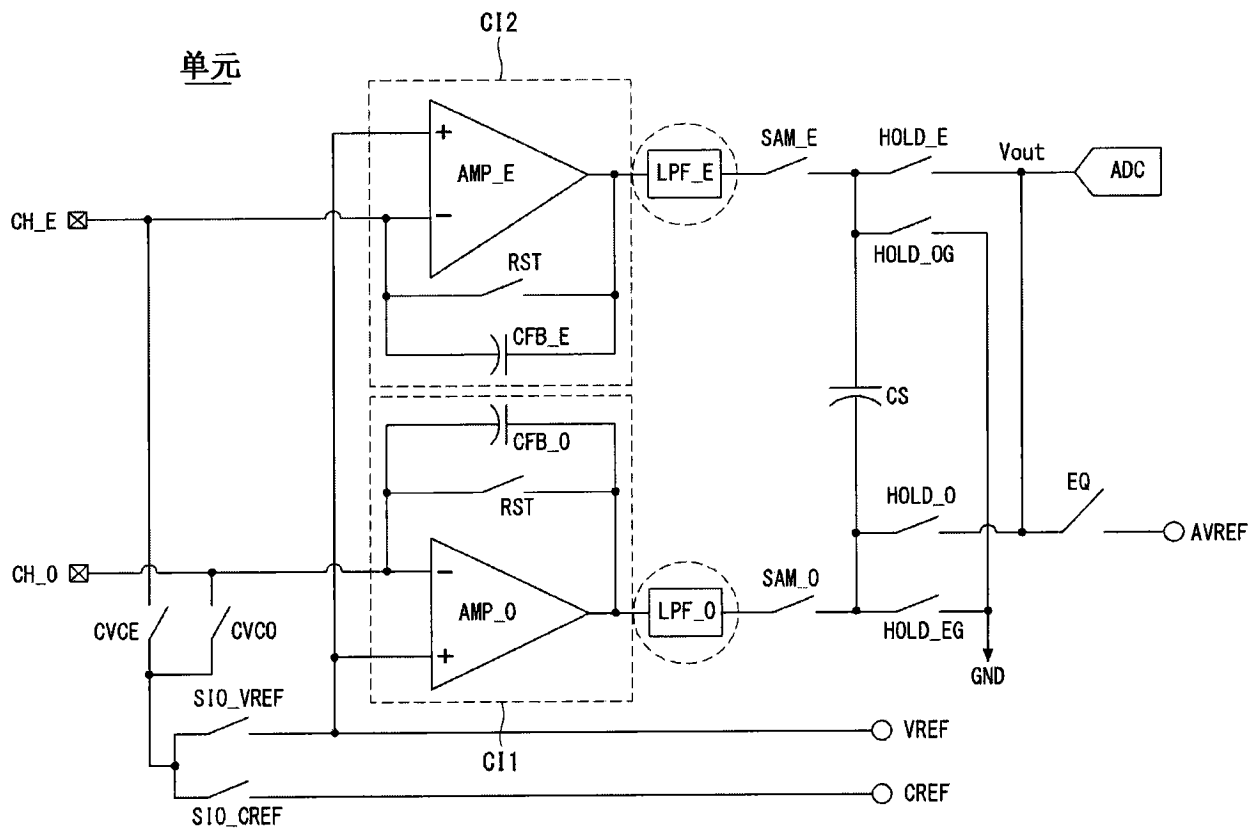


图 18

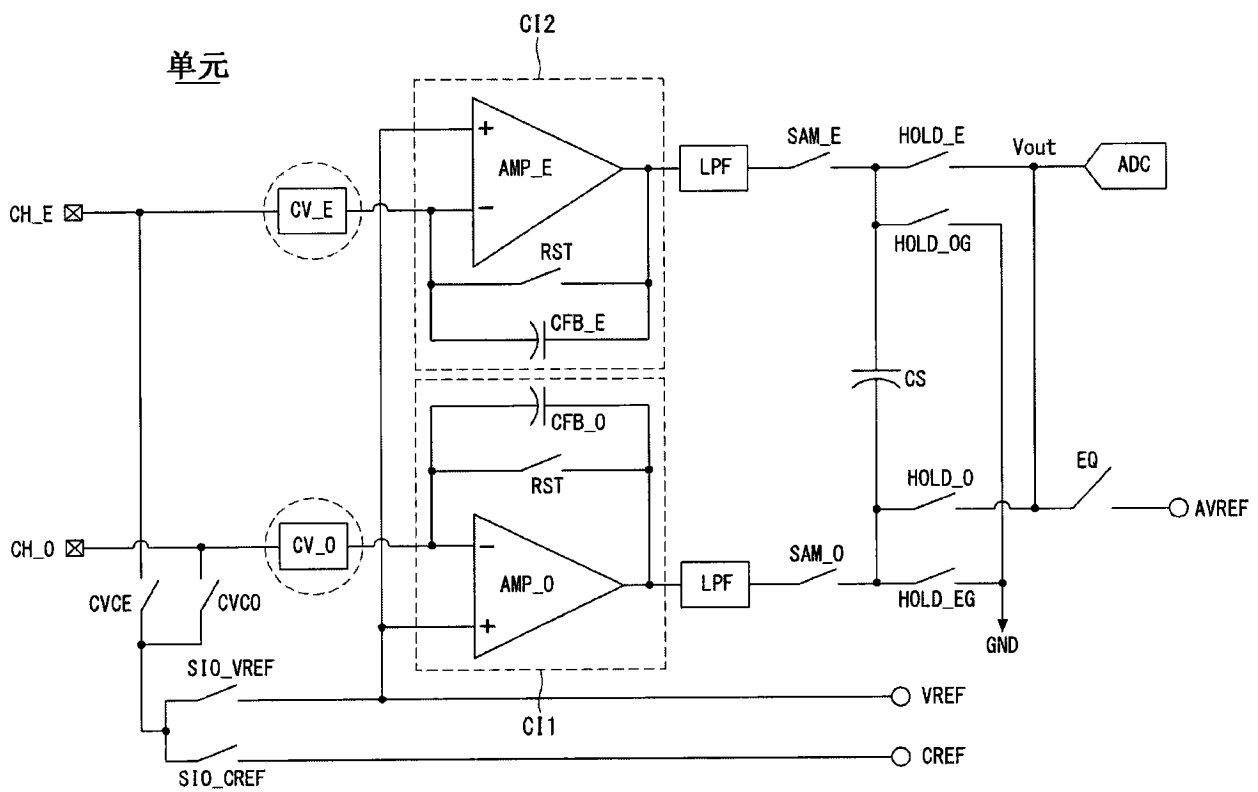


图 19

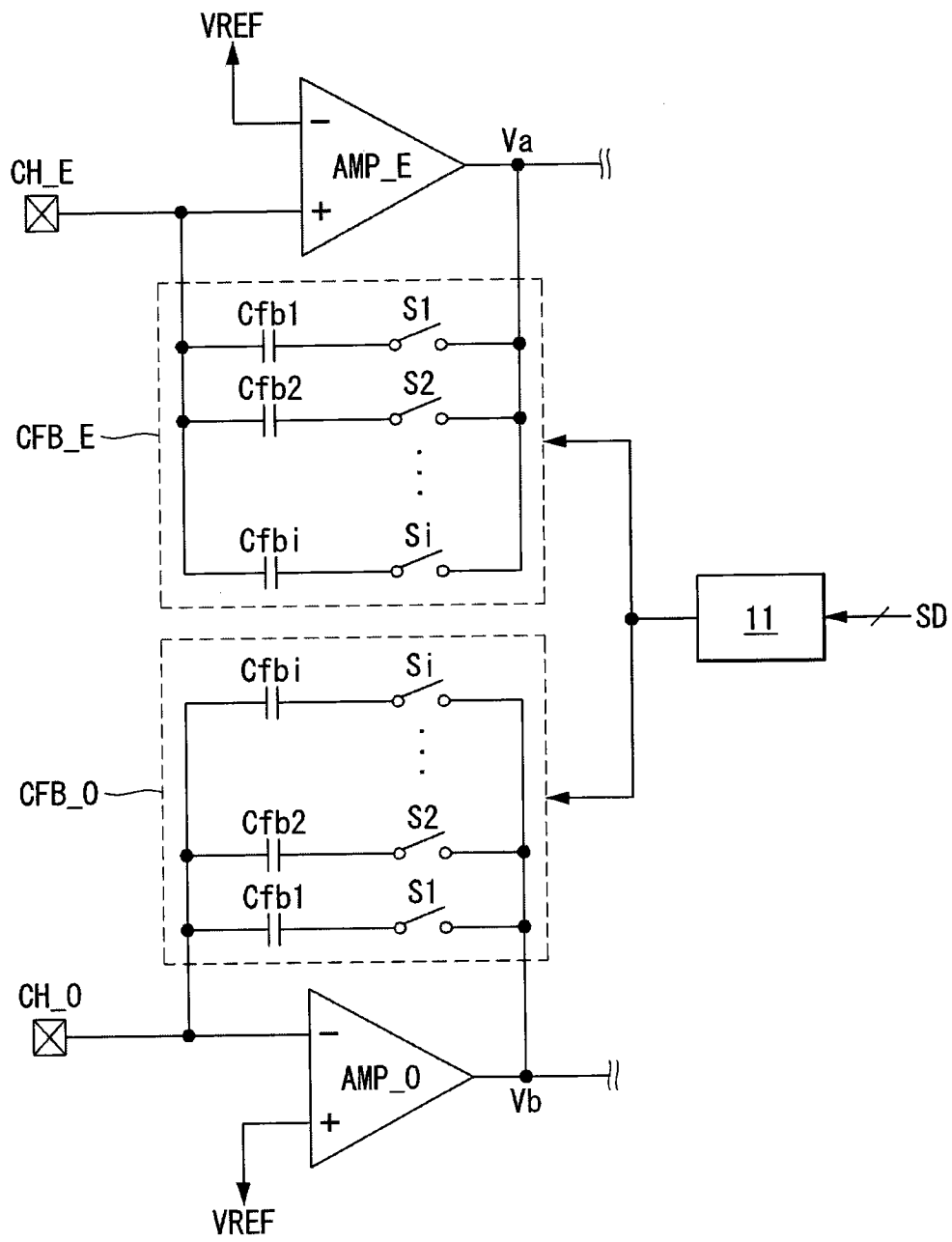


图 20

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	CN105206208A	公开(公告)日	2015-12-30
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 G09G3/32		
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		
优先权	1020140080000 2014-06-27 KR		
其他公开文献	CN105206208B		
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。

