



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110969970 A

(43)申请公布日 2020.04.07

(21)申请号 201910870907.6

(22)申请日 2019.09.16

(30)优先权数据

10-2018-0116352 2018.09.28 KR

(71)申请人 乐金显示有限公司

地址 韩国首尔

(72)发明人 宋恩智 孙基民

(74)专利代理机构 北京律诚同业知识产权代理有限公司 11006

代理人 徐金国

(51)Int.Cl.

G09G 3/00(2006.01)

G09G 3/3225(2016.01)

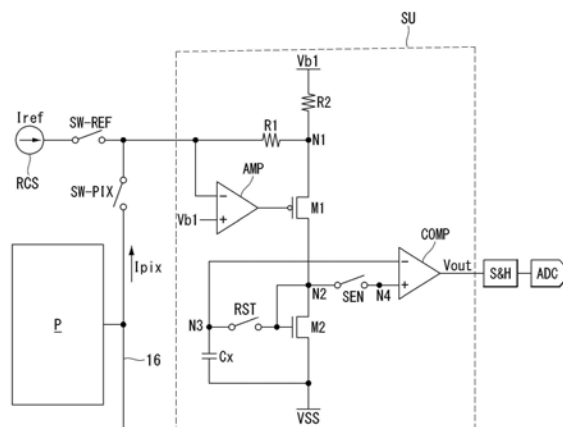
权利要求书2页 说明书9页 附图14页

(54)发明名称

电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置

(57)摘要

公开一种电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置。所述电流感测装置包括：包括通过感测线选择性地连接至像素和参考电流源的感测电路，其中所述感测电路包括：多个电阻器，连接至第一节点，以根据从所述像素输入的像素电流和从所述参考电流源输入的参考电流设定在所述第一节点上的分压电压；连接在所述第一节点与第二节点之间的第一MOS晶体管；以二极管方式连接至所述第二节点的第二MOS晶体管；和比较器，具有连接至第三节点的反相输入端和连接至第四节点的非反相输入端，用于将输入所述参考电流时在所述第三节点处充入的参考电压与输入所述像素电流时在所述第四节点处充入的像素电压进行比较，并且输出比较结果。



1. 一种电流感测装置,包括通过感测线选择性地连接至像素和参考电流源的感测电路,其中所述感测电路包括:

多个电阻器,所述多个电阻器连接至第一节点,以根据从所述像素输入的像素电流和从所述参考电流源输入的参考电流设定在所述第一节点上的分压电压;

连接在所述第一节点与第二节点之间的第一MOS晶体管;

以二极管方式连接至所述第二节点的第二MOS晶体管;和

比较器,所述比较器具有连接至第三节点的反相输入端和连接至第四节点的非反相输入端,所述比较器用于将输入所述参考电流时在所述第三节点处充入的参考电压与输入所述像素电流时在所述第四节点处充入的像素电压进行比较,并且用于输出比较结果。

2. 根据权利要求1所述的电流感测装置,其中所述第二MOS晶体管的栅极电极和漏极电极连接至所述第二节点,并且所述第二MOS晶体管的源极电极连接至低电位电压源。

3. 根据权利要求2所述的电流感测装置,其中所述第二MOS晶体管的栅极电极与源极电极之间的栅极-源极电压等于所述第二MOS晶体管的漏极电极与源极电极之间的漏极-源极电压。

4. 根据权利要求3所述的电流感测装置,其中所述第二MOS晶体管仅在饱和区域中操作。

5. 根据权利要求4所述的电流感测装置,其中在表示基于所述漏极-源极电压变化的漏极-源极电流变化的所述第二MOS晶体管的输出波形中,相对于电流变化的电压变化是恒定的。

6. 根据权利要求1所述的电流感测装置,其中所述多个电阻器包括:

连接在所述感测线与所述第一节点之间的第一电阻器;和

连接在所述第一节点与偏置电压源之间的第二电阻器。

7. 根据权利要求2所述的电流感测装置,其中所述感测电路还包括:

复位开关,所述复位开关连接在所述第二节点与所述第三节点之间并且用于仅在输入所述参考电流时导通;

感测开关,所述感测开关连接在所述第二节点与所述第四节点之间并且用于仅在输入所述像素电流时导通;和

电容器,所述电容器连接在所述第三节点与所述低电位电压源之间。

8. 根据权利要求2所述的电流感测装置,其中所述感测电路还包括:

运算放大器,所述运算放大器具有连接至所述感测线的反相输入端、连接至偏置电压源的非反相输入端、以及连接至所述第一MOS晶体管的栅极电极的输出端,所述运算放大器用于将所述感测线的电压固定为偏置电压。

9. 根据权利要求1所述的电流感测装置,其中所述第一MOS晶体管是P型,并且所述第二MOS晶体管是N型。

10. 根据权利要求7所述的电流感测装置,其中所述复位开关还连接在所述第二MOS晶体管的栅极电极与所述第三节点之间。

11. 一种有机发光显示装置,包括:

显示面板,所述显示面板包括像素和连接至所述像素的感测线;

具有感测电路的电流感测电路系统,所述感测电路通过所述感测线选择性地连接至所

述像素和参考电流源,其中所述感测电路包括:多个电阻器,所述多个电阻器连接至第一节点,以根据从所述像素输入的像素电流和从所述参考电流源输入的参考电流设定在所述第一节点上的分压电压;连接在所述第一节点与第二节点之间的第一MOS晶体管;以二极管方式连接至所述第二节点的第二MOS晶体管;和比较器,所述比较器具有连接至第三节点的反相输入端和连接至第四节点的非反相输入端,所述比较器用于将输入所述参考电流时在所述第三节点处充入的参考电压与输入所述像素电流时在所述第四节点处充入的像素电压进行比较,并且用于输出比较结果;以及

时序控制器,所述时序控制器用于基于来自所述电流感测电路系统的比较结果补偿要写入到所述显示面板中的数字图像数据。

12. 根据权利要求11所述的有机发光显示装置,还包括:包括所述参考电流源的集成电路,所述集成电路与所述电流感测电路系统一起内置在数据驱动器中。

13. 根据权利要求11所述的有机发光显示装置,其中所述参考电流源是通过所述显示面板中的不被写入所述数字图像数据的虚拟像素实现的。

14. 根据权利要求13所述的有机发光显示装置,其中在所述显示面板的像素阵列中,比包括所述像素的像素块更靠近数据驱动器设置包括所述虚拟像素的虚拟像素块。

15. 根据权利要求13所述的有机发光显示装置,其中所述虚拟像素仅用于产生所述参考电流。

电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种有机发光显示装置,尤其涉及一种电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置。

背景技术

[0002] 有源矩阵型有机发光显示装置包括自发光有机发光二极管(OLED),具有高响应速度,具有高发光效率和亮度,并且具有宽视角。

[0003] 有机发光显示装置包括以矩阵形式布置的多个像素,每个像素包括OLED,并且根据图像数据的灰度级调节像素的亮度。每个像素包括驱动元件,即,驱动薄膜晶体管(TFT),驱动元件用于根据施加在栅极电极与源极电极之间的电压控制流入OLED中的驱动电流。OLED和驱动TFT的驱动特性由于温度或退化而发生变化。当每个像素中的OLED和/或驱动TFT的驱动特性发生变化时,尽管写入相同的图像数据,但像素的亮度发生变化,因而难以实现期望的图像。

[0004] 已知外部补偿技术来补偿OLED或驱动TFT的驱动特性的变化。外部补偿技术用来感测OLED或驱动TFT的驱动特性的变化并且基于感测结果调制图像数据。

发明内容

[0005] 有机发光显示装置使用电流积分器感测OLED或驱动TFT的驱动特性的变化。由于电流积分器要连接至每一感测通道,所以有机发光显示装置可包括多个电流积分器。电流积分器可感测低电流,但易受噪声影响并且具有较长的感测时间。噪声是由施加至电流积分器的非反相输入端的参考电压的变化以及连接至电流积分器的反相输入端的感测线之间的噪声源差异引起的。这种噪声在电流积分器中被放大并且反映在积分值中,潜在地使感测结果失真。当感测性能降低时,不能正确地补偿OLED或驱动TFT的驱动特性。

[0006] 本发明提供了一种抗噪声并且能够减少感测时间的电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置。

[0007] 在一个方面中,一种电流感测装置包括:通过感测线选择性地连接至像素和参考电流源的感测单元。所述感测单元包括:多个电阻器,所述多个电阻器连接至第一节点并且根据从所述像素输入的像素电流和从所述参考电流源输入的参考电流设定在所述第一节点上的分压电压;连接在所述第一节点与第二节点之间的第一MOS晶体管;以二极管方式连接至所述第二节点的第二MOS晶体管;和比较器,所述比较器具有连接至第三节点的反相输入端和连接至第四节点的非反相输入端,所述比较器将输入所述参考电流时在所述第三节点处充入的参考电压与输入所述像素电流时在所述第四节点处充入的像素电压进行比较,并且输出比较结果。

附图说明

[0008] 图1是图解根据本发明实施方式的有机发光显示装置的示意图。

- [0009] 图2是图解根据本发明的包括电流感测装置的数据驱动器与像素阵列的连接结构的示意图。
- [0010] 图3是图解构成像素阵列的像素的连接构造的示意图。
- [0011] 图4是图解构成像素阵列的像素的另一连接构造的示意图。
- [0012] 图5至图7图解了基于感测结果补偿图像数据的方法的示例。
- [0013] 图8是图解根据比较例的电流感测装置中包括的感测单元的构造的示意图。
- [0014] 图9是图8的感测单元的操作波形图。
- [0015] 图10是图解图8的感测单元中包括的第二MOS晶体管的输出波形的示意图。
- [0016] 图11是图解根据本发明实施方式的电流感测装置中包括的感测单元的构造的示意图。
- [0017] 图12是图11的感测单元的操作波形图。
- [0018] 图13是图解图11的感测单元中包括的第二MOS晶体管的输出波形的示意图。
- [0019] 图14是图解通过利用附加设置在像素阵列中的虚拟像素形成参考电流源的示例的示意图。
- [0020] 图15是图解根据图8的感测单元的感测结果的模拟波形的示意图。
- [0021] 图16是图解根据图11的感测单元的感测结果的模拟波形的示意图。

具体实施方式

[0022] 将通过参照附图描述的以下实施方式阐明本发明的优点和特征以及其实现方法。然而,本发明可以以不同的形式实施,不应解释为限于在此列出的实施方式。而是,提供这些实施方式是为了使本公开内容全面和完整,并将本发明的范围充分地传递给所属领域技术人员。另外,本发明仅由权利要求书的范围限定。

[0023] 为了描述本发明的实施方式而在附图中公开的形状、大小、比例、角度、数量等是说明性的,并不限于本申请中示出的那些。此外,在本申请的描述中,当确定对相关已知技术的详细描述会不必要地使本申请的重点模糊不清时,将省略该详细描述

[0024] 在解释一要素时,尽管没有明确说明,但该要素应解释为包含误差范围。

[0025] 在描述位置关系时,例如,当两部分之间的位置关系被描述为“在……上”、“在……上方”、“在……下方”和“在……一侧”时,可在这两部分之间设置一个或多个其他部分,除非使用了“正好”或“直接”。

[0026] 将理解到,尽管在此可使用术语“第一”、“第二”等来描述各种要素,但这些要素不应受这些术语限制。这些术语仅仅是用来将一要素与另一要素区分开。例如,在不背离本发明的范围的情况下,第一要素可能被称为第二要素,类似地,第二要素可能被称为第一要素。

[0027] 相同的参考标记在整个申请中指代相同的要素。

[0028] 在本发明中,形成在显示面板的基板上的像素电路和栅极驱动器可实现为具有n型金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)结构的薄膜晶体管(TFT),但不限于此,像素电路和栅极驱动器也可实现为具有p型MOSFET结构的TFT。TFT是包括栅极、源极和漏极的3电极元件。源极是向晶体管提供载流子的电极。在TFT中,载流子从源极开始流动。漏极是载流子离开TFT的电极。就是说,在MOSFET中,载流子从源极流到漏极。在n型TFT的情形中,载流

子是电子,因而源极电压具有比漏极电压低的电压,使得电子可从源极流到漏极。在n型TFT中,电子从源极流到漏极,因而电流从漏极流到源极。相比之下,在p型TFT (PMOS) 的情形中,由于载流子是空穴,所以源极电压高于漏极电压,使得空穴可从源极流到漏极。在p型TFT中,由于空穴从源极流到漏极,所以电流从源极流到漏极。应当注意,MOSFET的源极和漏极不固定。例如,MOSFET的源极和漏极可根据施加的电压而变化。因此,在对实施方式的描述中,源极和漏极中的一个被称为第一电极,另一个被称为第二电极。

[0029] 下文中,将参照附图详细描述本发明的各实施方式。在下面的实施方式中,作为显示装置将主要描述包括有机发光材料的有机发光显示装置。然而,应当注意,本发明的技术思想不限于有机发光显示装置,而是可应用于包括无机发光材料的无机发光显示装置。

[0030] 在描述本发明时,如果认为对相关已知功能或结构的详细描述会不必要地分散本发明的主题,则将省略这种解释,但所属领域技术人员会理解。

[0031] 图1是图解根据本发明实施方式的有机发光显示装置的示图。图2是图解根据本发明的包括电流感测电路系统(在下面的描述中将称为电流感测装置)的数据驱动器与像素阵列的连接结构的示图。图3和图4是图解构成像素阵列的像素的连接构造的示图。

[0032] 参照图1至图4,根据本发明实施方式的有机发光显示装置包括显示面板10、时序控制器11、数据驱动器12和栅极驱动器13。数据驱动器12包括根据本发明实施方式的电流感测装置。

[0033] 在显示面板10中,多条数据线14和感测线16与多条栅极线15彼此交叉并且感测像素P以矩阵形式布置在交叉部分处,从而形成像素阵列。栅极线15可包括提供扫描控制信号SCAN的多条第一栅极线15A和提供感测控制信号SEN的多条第二栅极线15B。然而,当扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN同相时,第一栅极线15A和第二栅极线15B可统一为一条栅极线15,如图3中所示。

[0034] 每个像素P可连接至数据线14中的任意一条、感测线16中的任意一条和数据线15中的任意一条。构成像素阵列的像素P可包括用于呈现红色的红色像素、用于呈现绿色的绿色像素、用于呈现蓝色的蓝色像素和用于呈现白色的白色像素。包括红色像素、绿色像素、蓝色像素和白色像素的四个像素可构成一个像素单元UPXL。然而,像素单元UPXL的构造不限于此。构成同一个像素单元UPXL的多个像素P可共用一条感测线16。然而,尽管未示出,但构成同一个像素单元UPXL的多个像素P可单独连接至不同的感测线。每个像素P被提供来自电源单元(未示出)的高电位像素电压EVDD和低电位像素电压EVSS。

[0035] 如图3和图4中所示,本发明的像素P包括OLED、驱动TFT DT、存储电容器Cst、第一开关TFT ST1和第二开关TFT ST2,但不限于此。TFT可实现为P型、N型、或其中组合有P型和N型的混合型。此外,TFT的半导体层可包括非晶硅、多晶硅或氧化物。

[0036] OLED包括连接至源极节点Ns的阳极电极、连接至低电位像素电压EVSS的输入端的阴极电极、以及位于阳极电极与阴极电极之间的有机化合物层。有机化合物层包括空穴注入层(HIL)、空穴传输层(HTL)、发光层(EML)、电子传输层(ETL)和电子注入层(EIL)。

[0037] 驱动TFT DT根据栅极-源极电压V_{gs}控制输入至OLED的驱动TFT DT的源极-漏极电流I_{ds}的大小。驱动TFT DT具有连接至栅极节点Ng的栅极电极、连接至高电位像素电压EVDD的输入端的漏极电极、以及连接至源极节点Ns的源极电极。存储电容器Cst连接在栅极节点Ng与源极节点Ns之间,以将驱动TFT DT的V_{gs}保持预定时间段。第一开关TFT ST1根据扫描

控制信号SCAN切换数据线14与栅极节点Ng之间的电连接。第一开关TFT ST1具有连接至第一栅极线15A的栅极电极、连接至数据线14的第一电极、以及连接至栅极节点Ng的第二电极。第二开关TFT ST2根据感测控制信号SEN切换源极节点Ns与感测线16之间的电连接。第二开关TFT ST2具有连接至第二栅极线15B的栅极电极、连接至感测线16的第一电极、以及连接至源极节点Ns的第二电极。

[0038] 第一栅极线15A和第二栅极线15B可统一为一条栅极线15(见图3)。在这种情况下,扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN可同相。

[0039] 具有这种像素阵列的有机发光显示装置采用外部补偿技术。外部补偿技术是感测设置在像素中的有机发光二极管(OLED)和/或驱动TFT(薄膜晶体管)的驱动特性并且根据感测值修正输入图像数据的技术。OLED的驱动特性是指OLED的工作点电压。驱动TFT的驱动特性是指驱动TFT的阈值电压和驱动TFT的电子迁移率。

[0040] 本发明的有机发光显示装置执行图像显示操作和外部补偿操作。可在执行图像显示操作的同时在垂直消隐时段期间、在图像显示开始之前的通电序列时段期间、或者在图像显示结束之后的断电序列时段期间执行外部补偿操作。垂直消隐时段是不写入视频数据的时段,该时段布置在写入一帧的视频数据的垂直有效时段之间。通电序列时段是指从驱动电力导通的时间点起一直到显示图像的时间点为止的时段。断电序列时段是指从图像显示结束的时间点起一直到驱动电力关闭的时间点为止的时段。

[0041] 时序控制器11基于诸如垂直同步信号Vsync、水平同步信号Hsync、点时钟信号DCLK、数据使能信号DE等之类的时序信号,产生用于控制数据驱动器12的操作时序的数据控制信号DDC和用于控制栅极驱动器13的操作时序的栅极控制信号GDC。时序控制器11可在时间上将执行图像显示的时段和执行外部补偿的时段分开,并且将用于图像显示的控制信号DDC和GDC与用于外部补偿的控制信号DDC和GDC产生为不同。

[0042] 栅极控制信号GDC包括栅极起始脉冲GSP、栅极移位时钟GSC等。栅极起始脉冲GSP施加至产生第一扫描信号的栅极级,以控制栅极级产生第一扫描信号。栅极移位时钟GSC是共同地输入至栅极级的时钟信号,并且是用于移位栅极起始脉冲GSP的时钟信号。

[0043] 数据控制信号DDC包括源极起始脉冲SSP、源极采样时钟SSC和源极输出使能信号SOE。源极起始脉冲SSP控制数据驱动器12的数据采样起始时序。源极采样时钟SSC是基于上升沿或下降沿控制每个源极驱动器IC中的数据的采样时序的时钟信号。源极输出使能信号SOE控制数据驱动器12的输出时序。数据控制信号DDC包括用于控制包括在数据驱动器12中的电流感测装置的操作的通用信号。

[0044] 时序控制器11从数据驱动器12接收基于外部补偿操作的数字感测值SD。时序控制器11可基于数字感测值SD修正输入图像数据DATA,以补偿像素P的驱动TFT的退化变化或像素P的OLED的退化变化。时序控制器11在用于显示图像的操作时段期间将修正后的数字图像数据DATA传送至数据驱动器12。

[0045] 数据驱动器12包括至少一个源极驱动器集成电路(IC)。源极驱动器IC包括锁存阵列(未示出)、分别连接至数据线14的多个数模转换器(DAC)121、以及通过感测通道连接至每条感测线16的电流感测装置。电流感测装置包括多个感测电路(在下面的描述中将称为感测单元SU122)、采样和保持电路S&H、以及模数转换器(ADC)。

[0046] 锁存阵列基于数据控制信号DDC锁存从时序控制器11输入的数字图像数据DATA,

并且将锁存的数字图像数据DATA提供至DAC。在图像显示操作的情况下,DAC可将从时序控制器11输入的数字图像数据DATA转换为用于图像显示的数据电压并且将转换后的数据电压提供至数据线14。在外部补偿操作的情况下,DAC可以以某一电平产生用于感测的数据电压并且将产生的数据电压提供至数据线14。

[0047] 每个感测单元SU将通过感测线16输入的像素电流与参考电流进行比较并且输出比较结果。代替现有的电流积分器,每个感测单元SU可采用抗噪声并减少感测时间的比较器。在相关技术的电流积分器的情况下,由于反馈电容器导致的噪声放大成为问题。高分辨率和高清晰度显示装置具有非常小的像素电流,因而,为了将感测时间和输出电压设为恒定,反馈电容器的容量要很小。因而,根据反馈电容器与存在于感测线中的寄生电容器之间的电容比,混合在电流积分器的参考电压中的噪声不可避免地放大。由于放大的噪声,不能精确地感测像素电流。

[0048] 每个感测单元SU可包括两个MOS晶体管、两个放大器、两个电阻器、电容器等,如图11中所示。每个感测单元SU可仅在饱和区域中操作以二极管方式连接的MOS晶体管并且使相对于电流变化的电压变化恒定,由此进一步提高感测的分辨率和精度。

[0049] 采样和保持电路S&H将来自感测单元SU的感测结果采样并且将采样的感测结果传送到ADC。ADC用于将感测单元SU的感测结果转换为数字感测值SD。

[0050] 栅极驱动器13基于栅极控制信号GDC,根据图像显示操作和外部补偿操作产生扫描控制信号SCAN,然后将扫描控制信号SCAN提供至第一栅极线15A。栅极驱动器13基于栅极控制信号GDC,根据图像显示操作和外部补偿操作产生感测控制信号SEN,然后将感测控制信号SEN提供至第二栅极线15B。栅极驱动器13可基于栅极控制信号GDC,根据图像显示操作和外部补偿操作产生同相的扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN,并将产生的扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN提供至栅极线15。

[0051] 图5至图7图解了基于感测结果补偿图像数据的方法的示例。

[0052] 参照图5至图7,本发明的感测单元SU将通过感测线16输入的像素电流 I_{pix} 与参考电流 I_{ref} 进行比较并且输出比较结果。然后,时序控制器11基于比较结果更新数据补偿参数 (Φ, α) 并且将更新的数据补偿参数 (Φ, α) 应用于补偿方程,以修正数字图像数据。补偿参数 Φ 是用于补偿包括在像素中的驱动TFT的阈值电压的变化的参数,补偿参数 α 是用于补偿驱动TFT的电子迁移率的变化的参数。 $\Phi(n)$ 表示第 n 个 Φ , $\alpha(n)$ 表示第 n 个 α 。在图5至图7中,“ Φ_{LSB} ”和“ α_{LSB} ”表示IC中由比特数指定的最小补偿单元。“ $W\Phi$ ”是与补偿参数 Φ 相乘的加权,“ $W\alpha$ ”表示与补偿参数 α 相乘的加权。

[0053] 本发明的时序控制器11修正数字图像数据,使得像素电流 I_{pix} 等于参考电流 I_{ref} 。时序控制器11可针对每个像素P使用至少三个感测值P1、P2和P3,因而分配精确的加权并提高补偿性能。当像素电流 I_{pix} 大于参考电流 I_{ref} 时,时序控制器11将其识别为第一逻辑值H;当像素电流 I_{pix} 小于参考电流 I_{ref} 时,时序控制器11将其识别为第二逻辑值L。通过分别对三个感测值P1、P2和P3分配逻辑值,可得到对应于图表的会聚到参考电流的补偿值,如图6和图7中所示。

[0054] 图8是图解根据本发明比较例的电流感测装置中包括的感测单元的构造的示图。图9是图8的感测单元的操作波形图。图10是图解图8的感测单元中包括的第二MOS晶体管的输出波形的示图。

[0055] 参照图8,根据比较例的感测单元SU包括运算放大器AMP、第一MOS晶体管M1、第二MOS晶体管M2、比较器COMP、第一电阻器R1、第二电阻器R2、电容器Cx和复位开关RST。

[0056] 感测单元SU选择性地连接至参考电流源RCS和像素P并且交替地接收参考电流Iref和像素电流Ipix。为此,可在感测单元SU与参考电流源RCS之间连接第一连接开关SW-REF,并且可在感测单元SU与像素P之间连接第二连接开关SW-PIX。第一连接开关SW-REF和第二连接开关SW-PIX选择性地交替导通。

[0057] 参照图8和图9,在初始化时段①期间,第一连接开关SW-REF导通,参考电流Iref输入至感测单元SU。具体电压被置位到感测单元SU的节点Nc,并且在第一MOS晶体管M1与第二MOS晶体管M2之间流动源极-漏极电流。在此,当复位开关RST导通时,基于参考电流Iref的参考电压Vref被置位到节点Nb。

[0058] 参照图8和图9,在感测时段②期间,第二连接开关SW-PIX导通,像素电流Ipix输入至感测单元SU。然后,具体电压被置位到感测单元SU的节点Nc,并且在第一MOS晶体管M1与第二MOS晶体管M2之间流动源极-漏极电流。在此,当复位开关RST关断时,基于像素电流Ipix的像素电压Vpix被置位到节点Na。然后,比较器COMP将像素电压Vpix与参考电压Vref进行比较并且将比较结果Vout输出至采样和保持电路S&H。

[0059] 参照图8和图9,在采样时段③期间,采样和保持电路S&H将比较结果Vout采样并且将采样的结果输出至ADC。然后,ADC将采样的结果输出为数字感测值SD。

[0060] 在这种感测单元的情况下,比较器COMP正常操作的电流范围非常有限。具体地说,当如图10中所示像素电流Ipix大于参考电流Iref时,第二MOS晶体管M2在饱和区域中操作,在此,由于相对于电流变化 ΔI_1 来说电压变化 ΔV_{ds1} 很大,所以不存在问题。然而,当像素电流Ipix小于参考电流Iref时,由于第二MOS晶体管M2在线性区域中操作,所以相对于电流变化 ΔI_2 的电压变化 ΔV_{ds2} 很小,使得比较器COMP难以正常操作。就是说,当像素电流Ipix小于参考电流Iref时,如果像素电流Ipix不是比参考电流Iref足够小,则比较器COMP可能不会正常操作。

[0061] 在图10中,基于与参考电流Iref对应的饱和点SAP划分饱和区域与线性区域。在表示基于漏极-源极电压Vds的漏极-源极电流Ids的第二MOS晶体管M2的输出波形中,饱和区域是指高于参考电流Iref的输出区域,线性区域是指低于参考电流Iref的输出区域。

[0062] 图11是图解根据本发明实施方式的电流感测装置中包括的感测单元的构造的示意图。图12是图11的感测单元的操作波形图。图13是图解图11的感测单元中包括的第二MOS晶体管的输出波形的示意图。图14是图解通过利用附加设置在像素阵列中的虚拟像素形成参考电流源的示例的示意图。

[0063] 参照图11,示出了通过感测线16选择性地连接至像素P和参考电流源RCS的感测单元SU。根据本发明实施方式的感测单元SU包括多个电阻器R1和R2、第一MOS晶体管M1、第二MOS晶体管M2和比较器COMP。根据本发明实施方式的感测单元SU可进一步包括复位开关RST、感测开关SEN和电容器Cx。根据本发明实施方式的感测单元SU可进一步包括用于将感测线16的电压固定到偏置电压Vb1的运算放大器AMP。

[0064] 感测单元SU选择性地连接至参考电流源RCS和像素P,以选择性地交替接收参考电流Iref和像素电流Ipix。为此,可在感测单元SU与参考电流源RCS之间连接第一连接开关SW-REF,并且可在感测单元SU与像素P之间连接第二连接开关SW-PIX。第一连接开关SW-REF

和第二连接开关SW-PIX选择性地交替导通。

[0065] 参考电流源RCS可被制造为IC并且可与电流感测装置一起内置在数据驱动器12中,或者可通过显示面板10中的不被写入数字图像数据DATA的虚拟像素DP实现。图14中示出了参考电流源RCS实现为虚拟像素DP的示例。在显示面板10的像素阵列中,可比包括像素P的像素块PL更靠近数据驱动器12设置包括虚拟像素DP的虚拟像素块DPL。虚拟像素DP的构造可设计为与像素P的构造相同,但虚拟像素DP的OLED不发光。虚拟像素DP仅用于产生参考电流 I_{ref} 。虚拟像素DP可通过虚拟栅极线15D连接至栅极驱动器13。栅极驱动器13可进一步产生用于驱动虚拟栅极线15D的虚拟栅极信号。同时,当参考电流源RCS实现为虚拟像素DP时,可省略第一连接开关SW-REF和第二连接开关SW-PIX。

[0066] 多个电阻器R1和R2连接至第一节点N1并且根据从像素P输入的像素电流 I_{pix} 和从参考电流源RCS输入的参考电流 I_{ref} 设定分压电压。多个电阻器R1和R2包括连接在感测线16与第一节点N1之间的第一电阻器R1和连接在第一节点N1与偏置电压源 V_{b1} 之间的第二电阻器R2。

[0067] 第一MOS晶体管M1连接在第一节点N1与第二节点N2之间。第一MOS晶体管M1的栅极电极连接至运算放大器AMP的输出端子,第一MOS晶体管M1的源极电极连接至第一节点N1,并且第一MOS晶体管M1的漏极电极连接至第二节点N2。第一MOS晶体管M1可实现为P型。

[0068] 第二MOS晶体管M2以二极管方式连接至第二节点N2。第二MOS晶体管M2的栅极电极和漏极电极连接至第二节点N2,并且第二MOS晶体管M2的源极电极连接至低电位电压源VSS。第二MOS晶体管M2可实现为N型。由于第二MOS晶体管M2以二极管方式连接至第二节点N2,所以第二MOS晶体管M2的栅极-源极电压等于第二MOS晶体管M2的漏极-源极电压。因此,如图13中所示,第二MOS晶体管M2仅在饱和区域中操作,在表示基于漏极-源极电压变化 ΔV_{ds} 的漏极-源极电流变化 ΔI_{ds} 的第二MOS晶体管M2的输出波形中,相对于电流变化 ΔI (ΔI_1 和 ΔI_2)的电压变化 Δds (Δds_1 和 Δds_2)是恒定的。

[0069] 换句话说,由于如图13中所示,除了当像素电流 I_{pix} 大于参考电流 I_{ref} 以外,即使当像素电流 I_{pix} 小于参考电流 I_{ref} 时,第二MOS晶体管M2仍在饱和区域中操作,所以相对于电流变化 ΔI 的电压变化 Δds 很大,比较器COMP可正常操作。以这种方式,当第二MOS晶体管M2以二极管方式连接至第二节点N2时,即使当像素电流 I_{pix} 小于参考电流 I_{ref} 时,仍可有利地增加感测分辨率。

[0070] 在图13中,第一饱和点SAP-P1被确定为对应于大于参考电流 I_{ref} 的第一像素电流 I_{pix1} ,参考饱和点SAP-R被确定为对应于参考电流 I_{ref} ,第二饱和点SAP-P2被确定为对应于小于参考电流 I_{ref} 的第二像素电流 I_{pix2} 。由此能够看出,即使当输入小于参考电流 I_{ref} 的第二像素电流 I_{pix2} 时,第二MOS晶体管M2仍在高于第二饱和点SAP-P2的输出区域中,即在饱和区域中操作。因而,可充分确保相对于电流变化 ΔI 的电压变化 Δds ,使得比较器COMP可正常操作。

[0071] 比较器COMP具有连接至第三节点N3的反相输入端(-)和连接至第四节点N4的非反相输入端(+)。比较器COMP将输入参考电流 I_{ref} 时在第三节点N3处充入的参考电压 V_{ref} 与输入像素电流 I_{pix} 时在第四节点N4处充入的像素电压 V_{pix} 进行比较,并输出比较结果 V_{out} 。

[0072] 运算放大器AMP包括连接至感测线16的反相输入端(-)、连接至偏置电压源 V_{b1} 的

非反相输入端(+)、以及连接至第一MOS晶体管T1的栅极电极的输出端。运算放大器AMP用于通过将感测线16的电压固定到偏置电压 V_{b1} ,稳定像素电流 I_{pix} 。

[0073] 复位开关RST连接在第二节点N2与第三节点N3之间并且仅当输入参考电流 I_{ref} 时导通。复位开关RST还连接在第二MOS晶体管的栅极电极与第三节点N3之间。

[0074] 感测开关SEN连接在第二节点N2与第四节点N4之间并且仅当输入像素电流 I_{pix} 时导通。感测开关SEN将输入像素电流 I_{pix} 时的寄生电容的影响最小化,因而快速将像素电压 V_{pix} 置位到第四节点N4。然而,在一些情况下,可省略感测开关SEN,此时,第二节点N2和第四节点N4成为同一个节点。

[0075] 电容器 C_x 连接在第三节点N3与低电位电压源VSS之间并且用于保持充入在第三节点N3处的参考电压 V_{ref} 。

[0076] 参照图11和图12,在初始化时段①期间,第一连接开关SW-REF导通,参考电流 I_{ref} 输入至感测单元SU。然后,具体电压被置位到感测单元SU的第一节点N1,并且源极-漏极电流流过第一MOS晶体管M1和第二MOS晶体管M2。在此,当复位开关RST导通时,基于参考电流 I_{ref} 的参考电压 V_{ref} 被置位到第三节点N3。

[0077] 参照图11和图12,在感测时段②期间,第二连接开关SW-PIX导通,像素电流 I_{pix} 输入至感测单元SU。然后,具体电压被置位到感测单元SU的第一节点N1,并且源极-漏极电流流过第一MOS晶体管M1和第二MOS晶体管M2。在此,当复位开关RST关断并且感测开关SEN导通时,基于像素电流 I_{pix} 的像素电压 V_{pix} 被置位到第四节点N4。然后,比较器COMP将像素电压 V_{pix} 与参考电压 V_{ref} 进行比较并且将比较结果 V_{out} 输出至采样和保持电路S&H。

[0078] 参照图11和图12,在采样时段③期间,采样和保持电路S&H将比较结果 V_{out} 采样并且将采样的结果输出至ADC。然后,ADC将采样的结果输出为数字感测值SD。

[0079] 图15是图解根据图8的感测单元的感测结果的模拟波形的示图。图16是图解根据图11的感测单元的感测结果的模拟波形的示图。

[0080] 参照图15,在图8的感测单元中,如果像素电流 I_{pix} 不是比参考电流 I_{ref} 足够小($I_{pix}=E$),则存在这样的区间:其中像素电压 V_{pix} 大于参考电压 V_{ref} 预定时间(例如, T)。这可导致感测错误。为了增加感测分辨率,感测时间需要设为 $2T$ 或更长。将感测时间减少至更短可降低感测分辨率。

[0081] 相比之下,参照图16,在图11的感测单元的情况下,即使当像素电流 I_{pix} 不是比参考电流 I_{ref} 足够小($I_{pix}=D,E$)时,像素电压 V_{pix} 也会减小,从而与参考电压 V_{ref} 可比较或类似,因而未发生感测错误。因此,与图8的感测单元相比,图11的感测单元可确保高感测分辨率,同时将感测时间减少大约一半。

[0082] 如上所述,在本发明中,由于实现了包括比较器而不具有反馈电容器的感测单元,而不是利用具有反馈电容器的电流积分器实现感测单元,所以可预先防止感测单元作为噪声放大器进行操作的问题。因此,噪声的引入被最小化,显著提高了感测性能和补偿性能。

[0083] 此外,根据本发明,包括在感测单元中的具体MOS晶体管进行二极管连接并且仅在饱和区域中操作,相对于电流变化的电压变化被控制为恒定,由此进一步提高了感测的分辨率和精度。

[0084] 尽管描述了实施方式,但应当理解,所属领域技术人员可设计出落在本发明的原理的精神和范围内的其他修改。更特别的,在说明书、附图和所附权利要求书的范围内,在

主题组合布置的组成部分和/或布置方面,各种变化和修改是可能的。

[0085] 上述各实施方式可组合以提供进一步的实施方式。可按照上面的详细描述对实施方式进行这些和其他变化。一般而言,在下面的权利要求中,使用的术语不应被解释为将权利要求限于说明书和权利要求书中公开的具体实施方式,而是应当解释为在这些权利要求涵盖的全部等同范围内包括所有可能的实施方式。因此,权利要求书不受具体实施方式的限制。

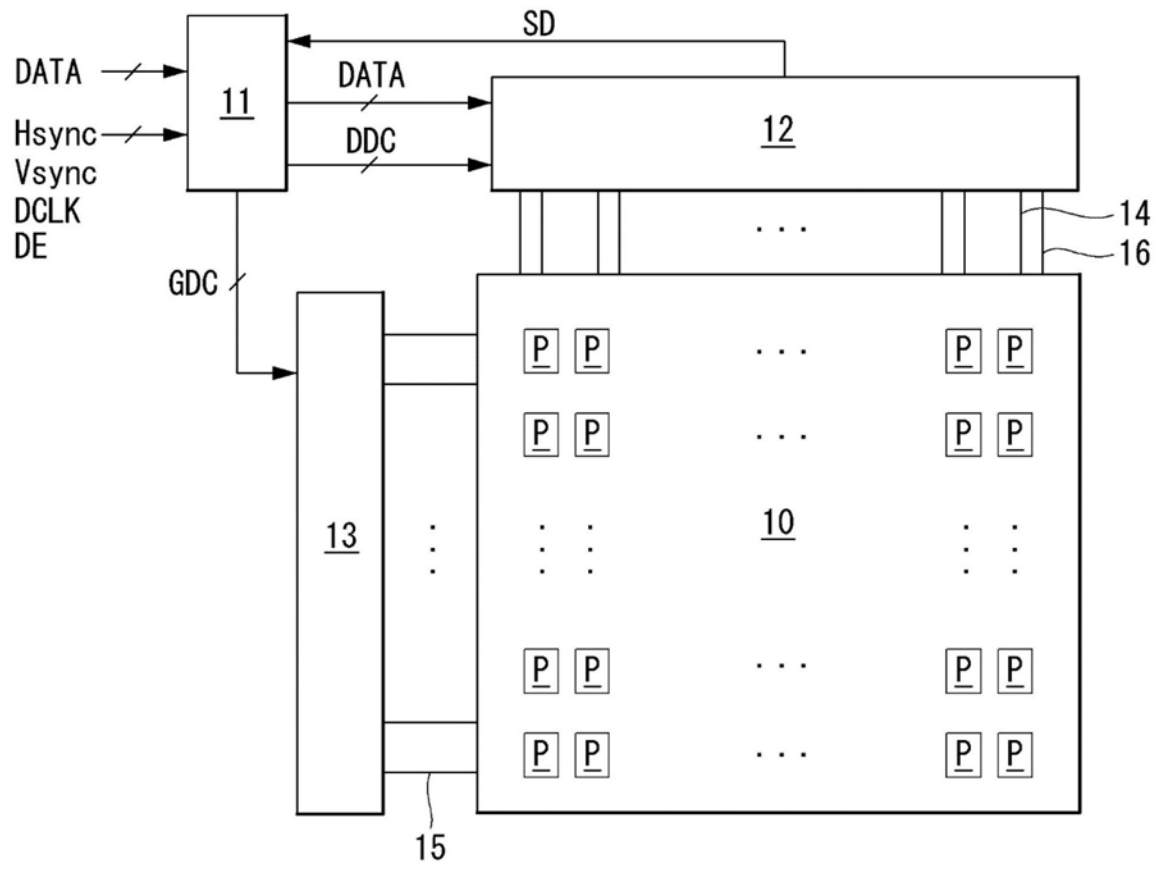


图1

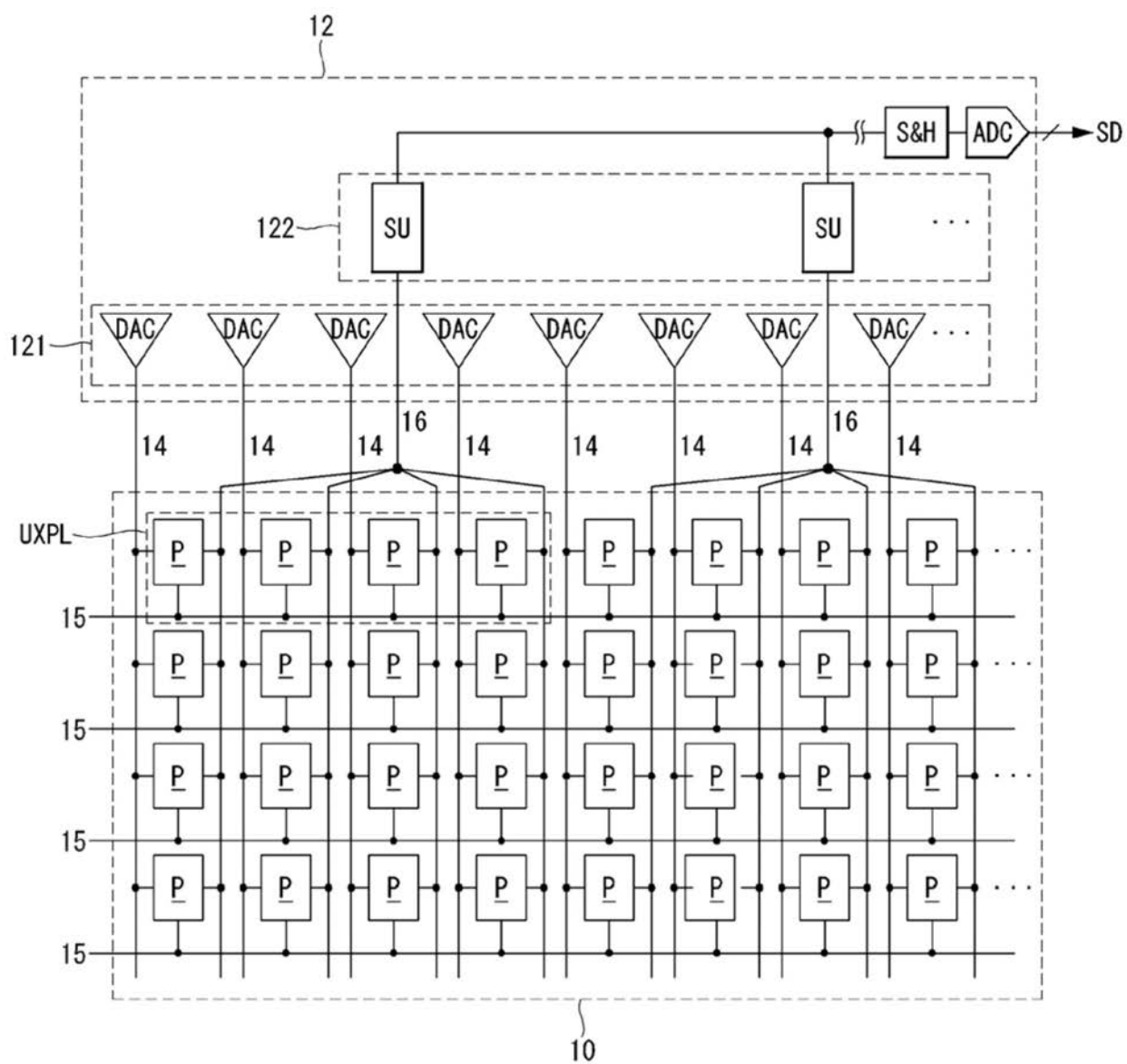


图2

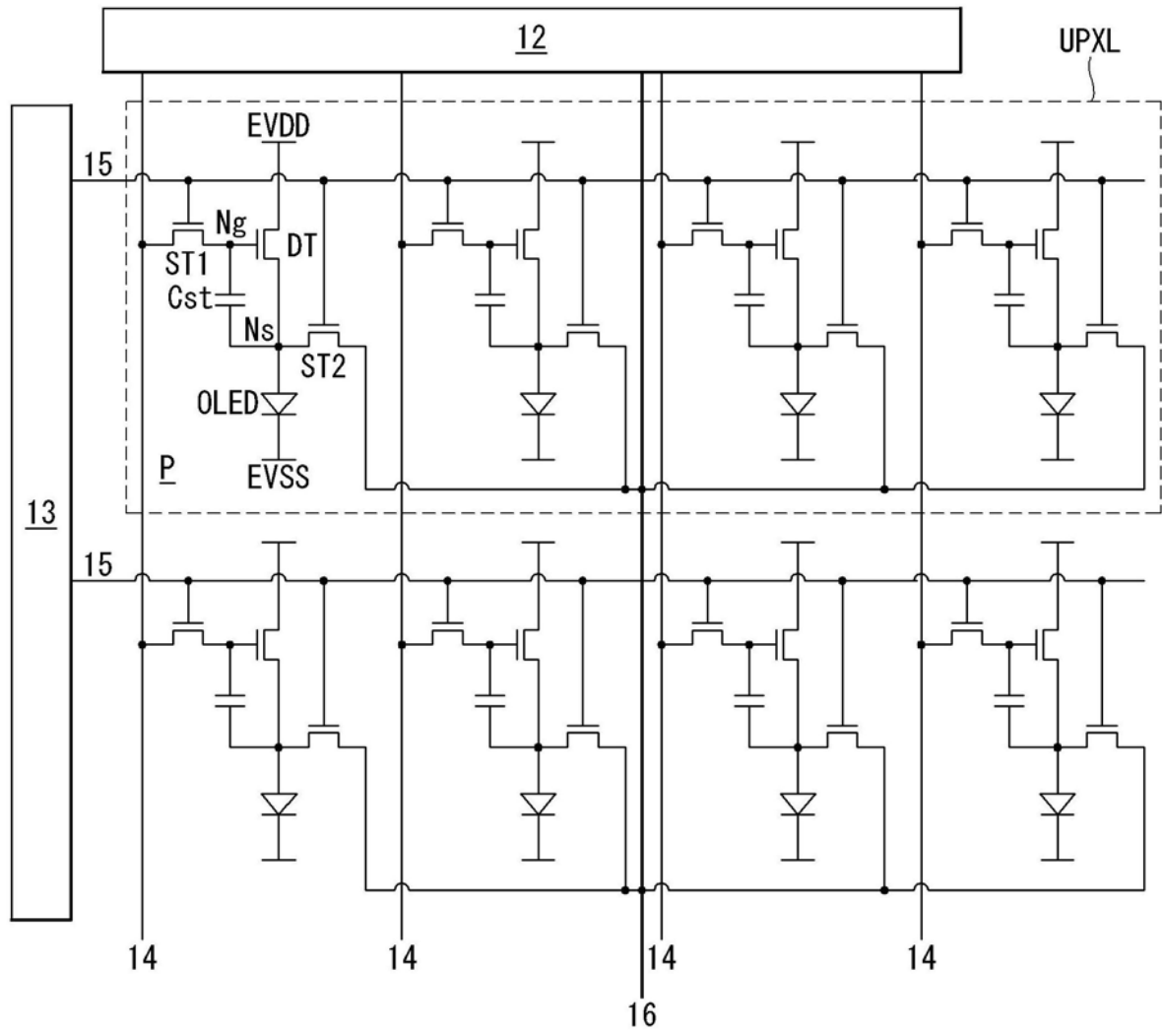


图3

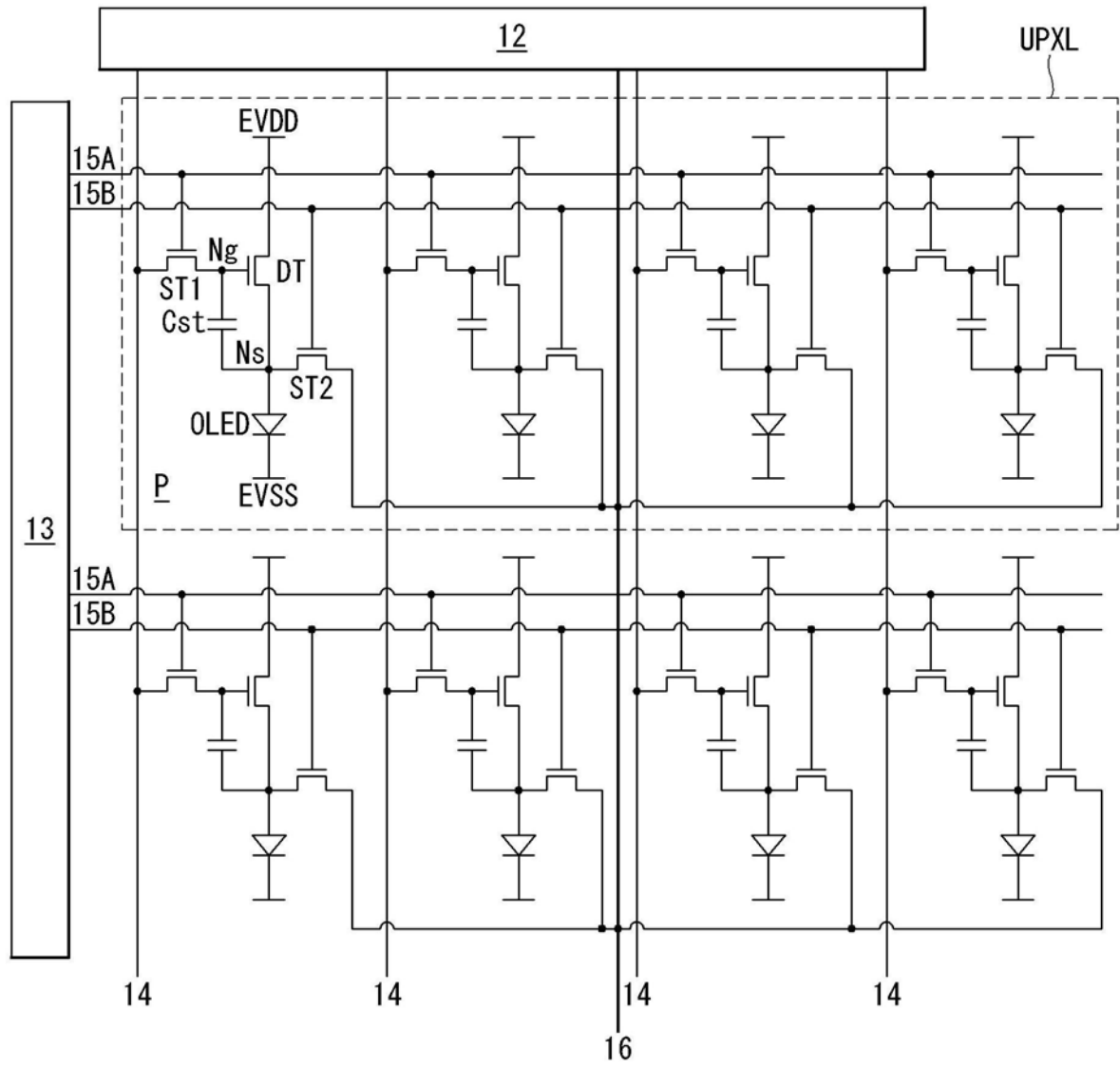


图4

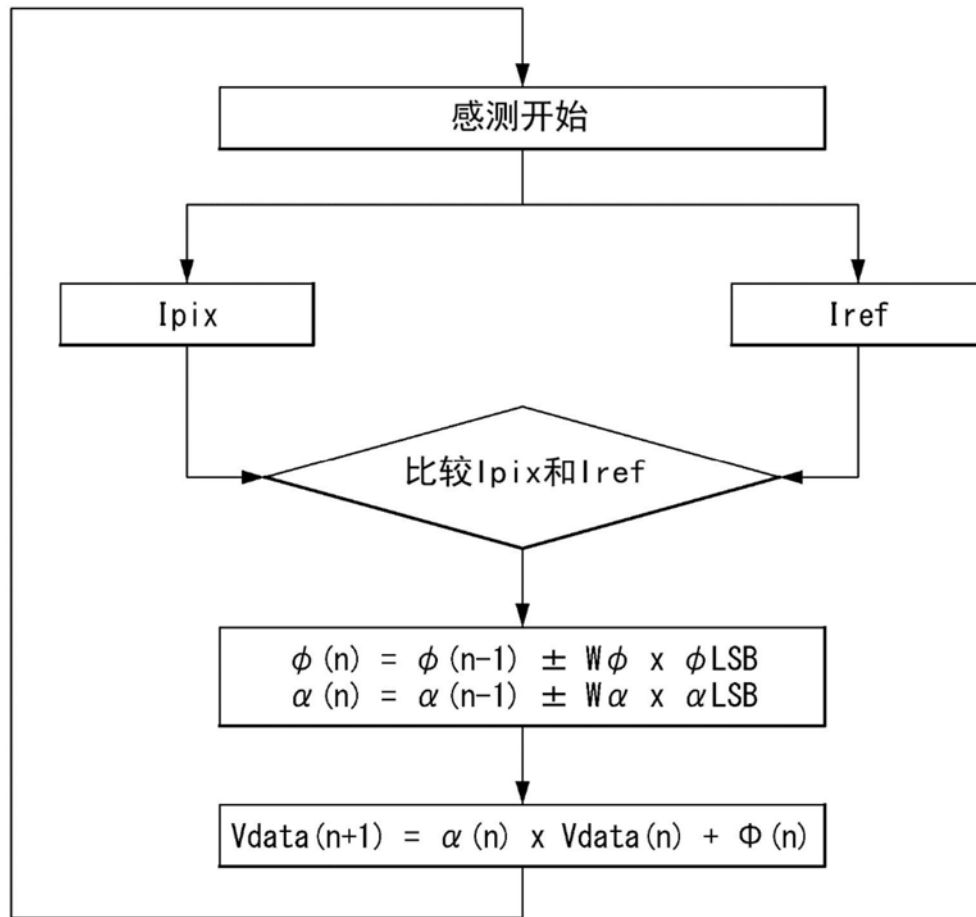


图5

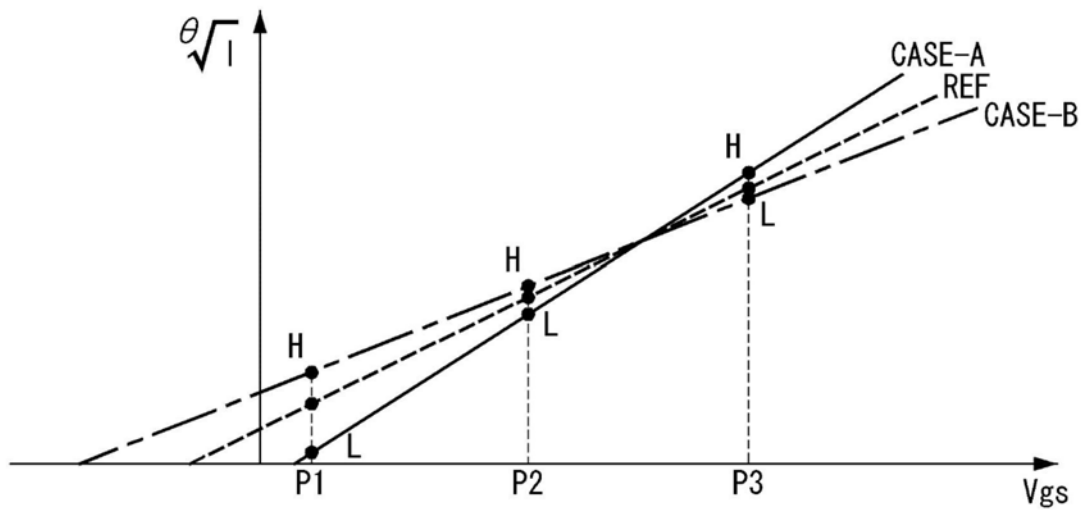


图6

感测值 (P1, P2, P3)	补偿值	
	Φ'	α'
(L, L, H)	$+2 \times \Phi_{\text{LSB}}$	$-\alpha_{\text{LSB}}$
(H, H, L)	$-2 \times \Phi_{\text{LSB}}$	$+\alpha_{\text{LSB}}$
(L, H, H)	$+\Phi_{\text{LSB}}$	$-2 \cdot \alpha_{\text{LSB}}$
(H, L, L)	$-\Phi_{\text{LSB}}$	$+2 \cdot \alpha_{\text{LSB}}$
(H, H, H)	$-\Phi_{\text{LSB}}$	0
(L, L, L)	$+\Phi_{\text{LSB}}$	0

图7

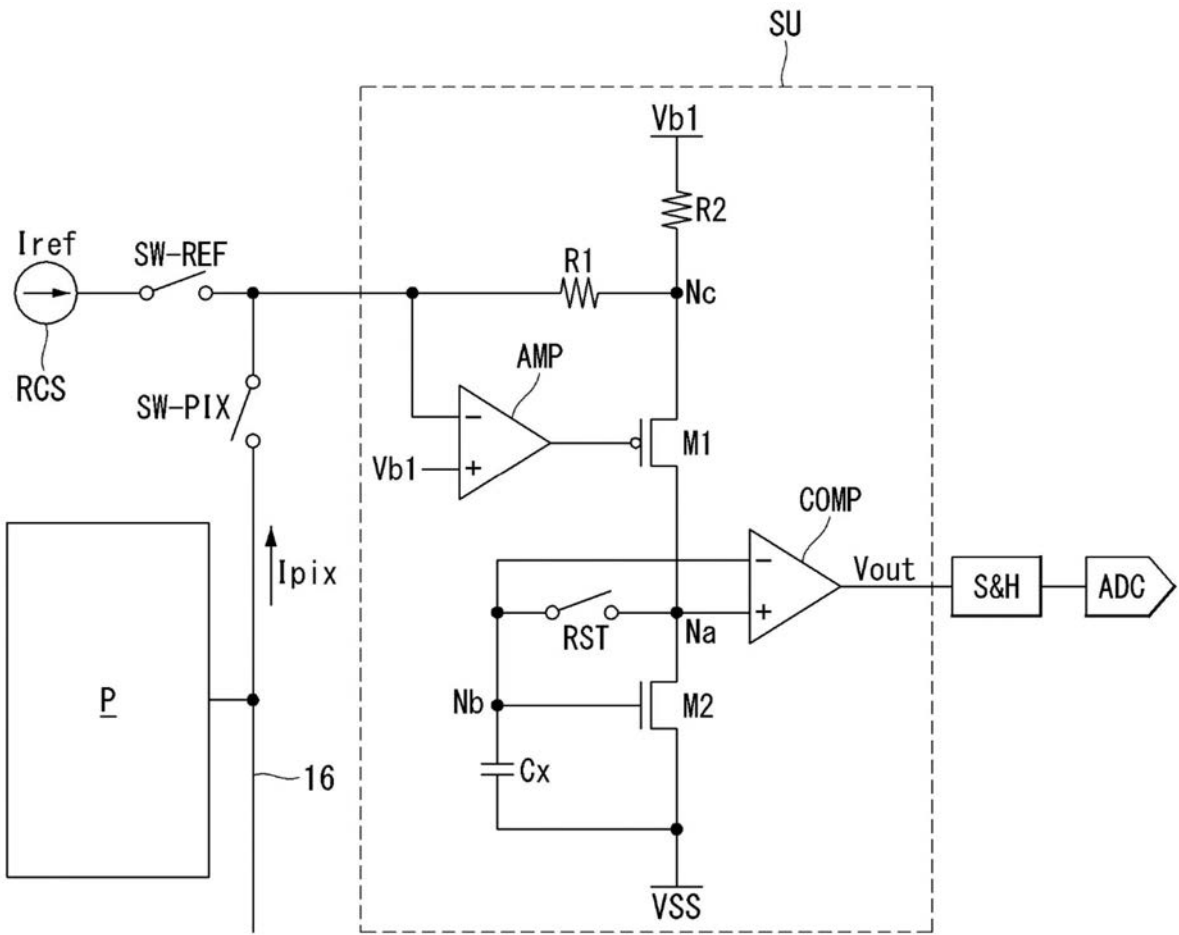


图8

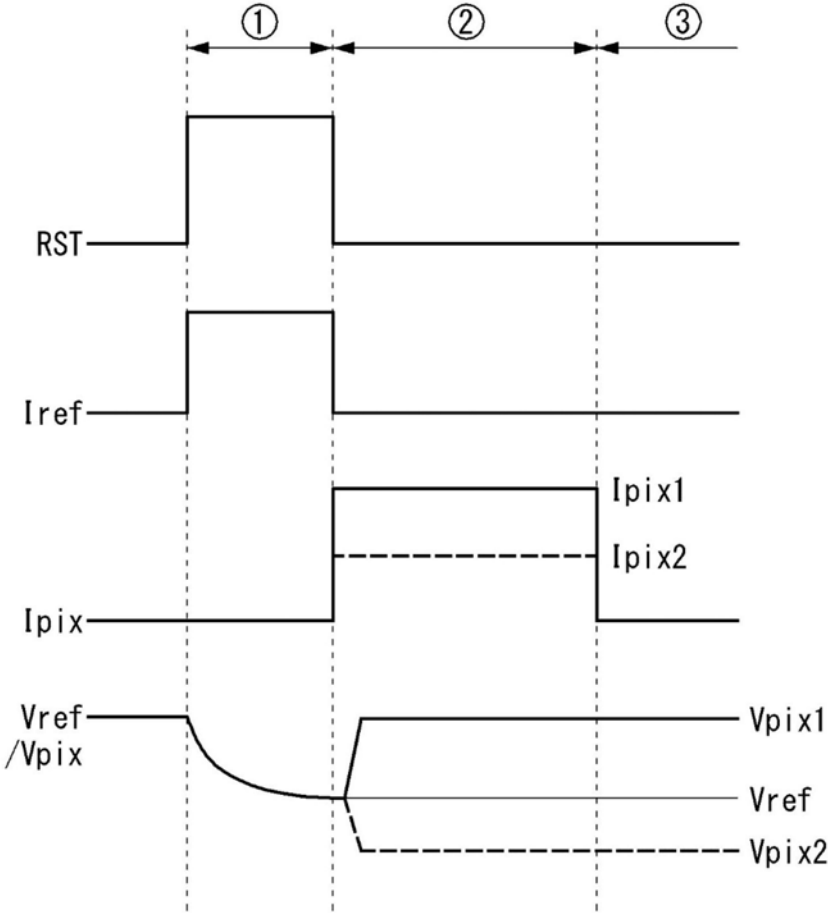


图9

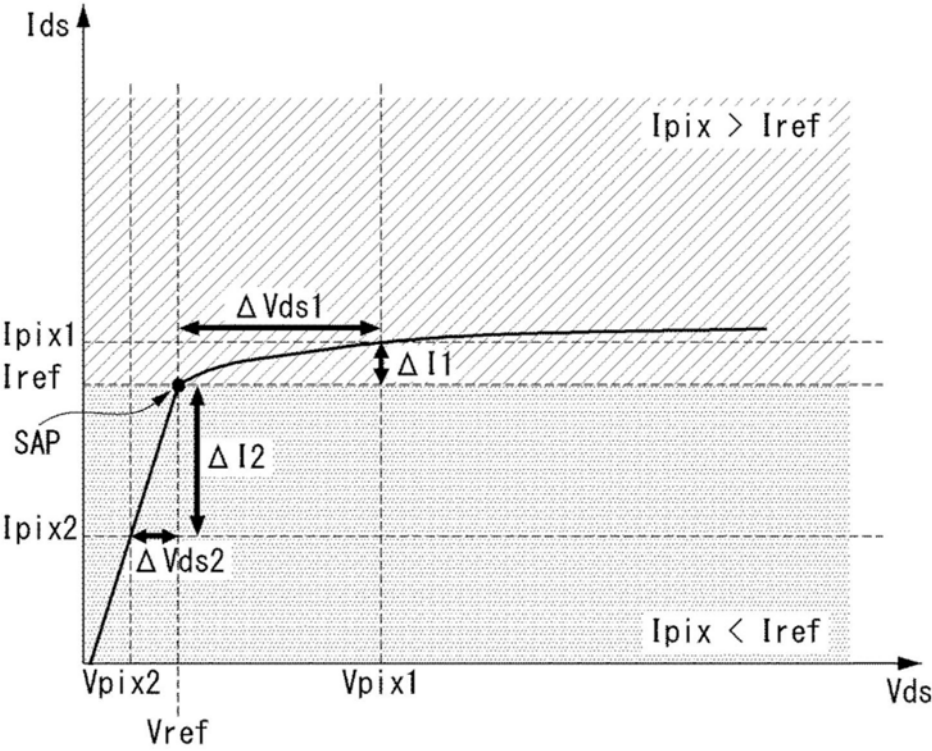


图10

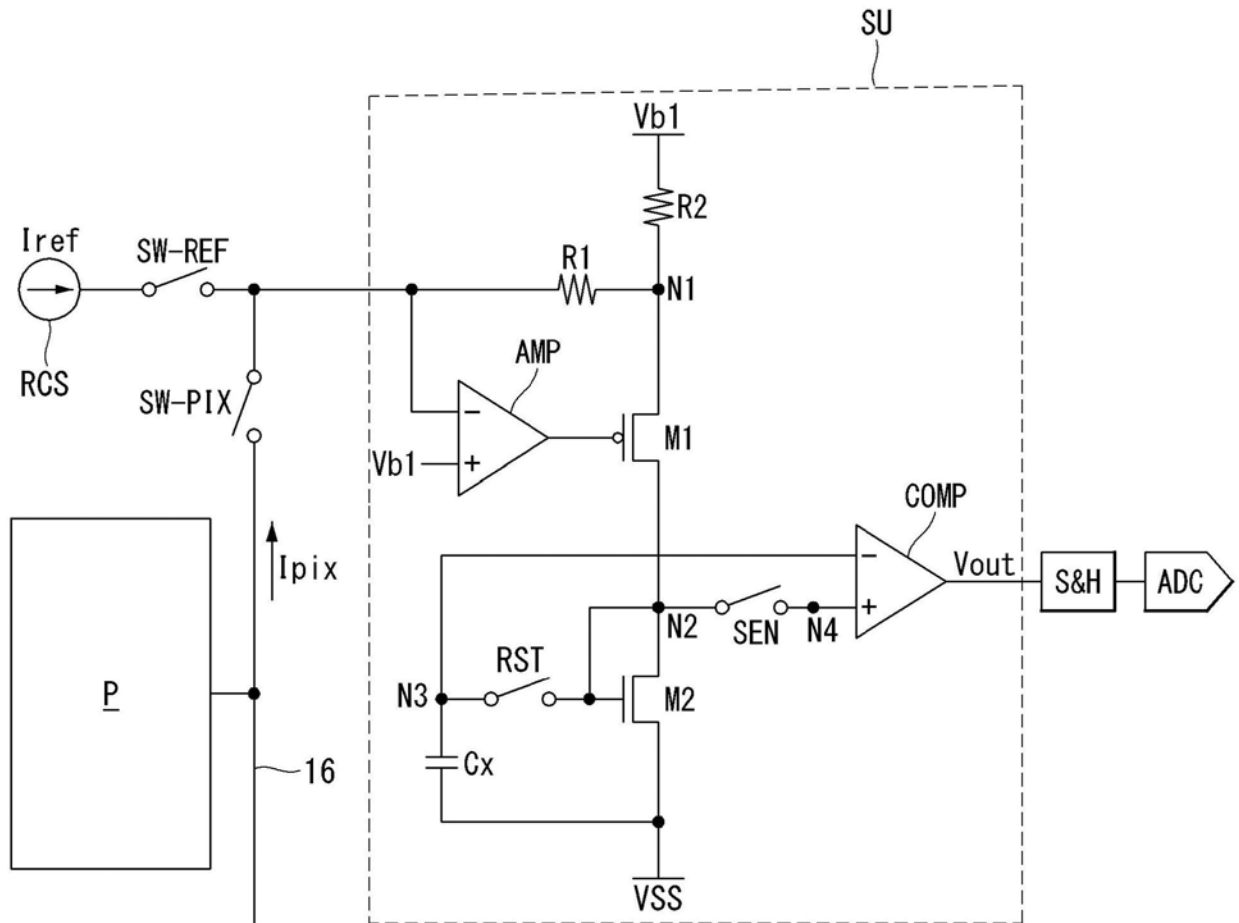


图11

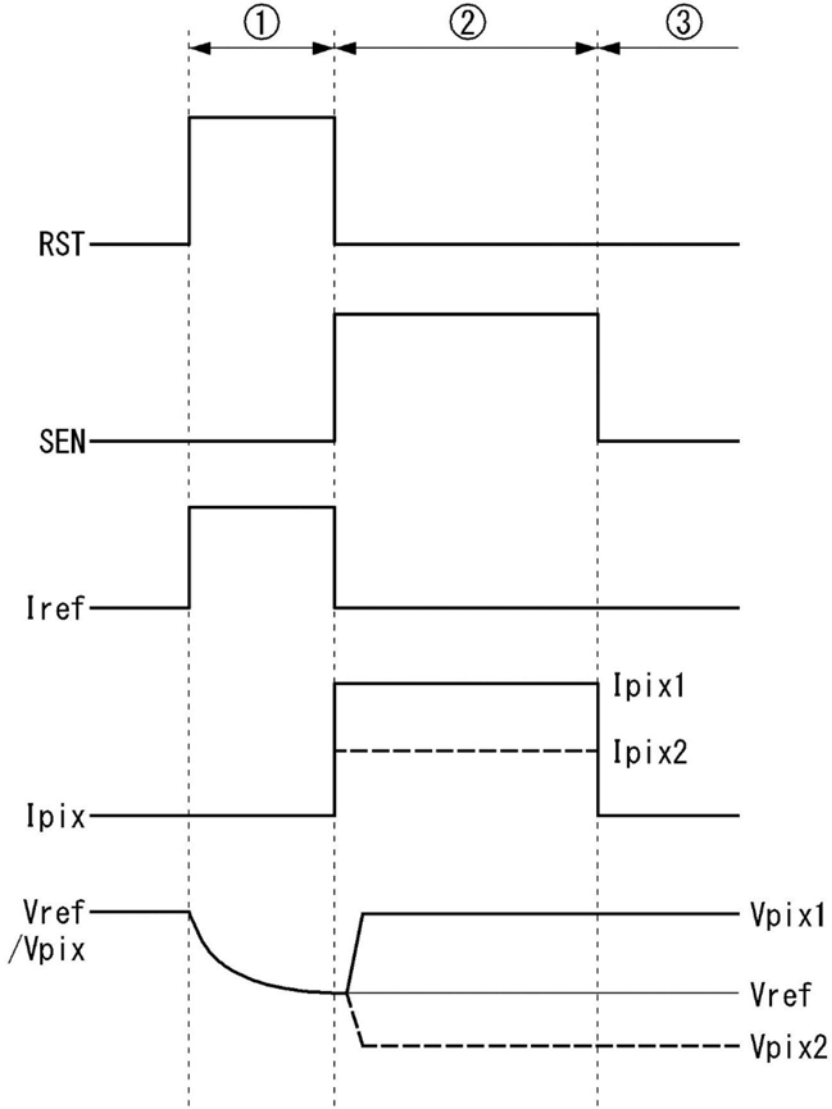


图12

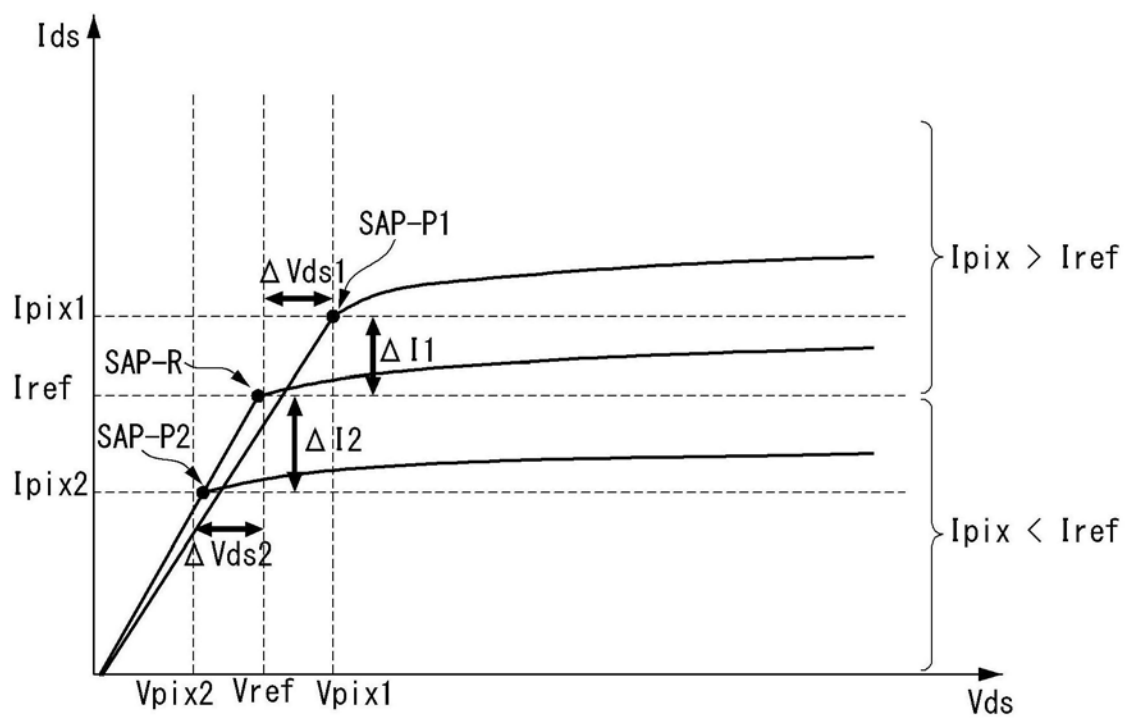


图13

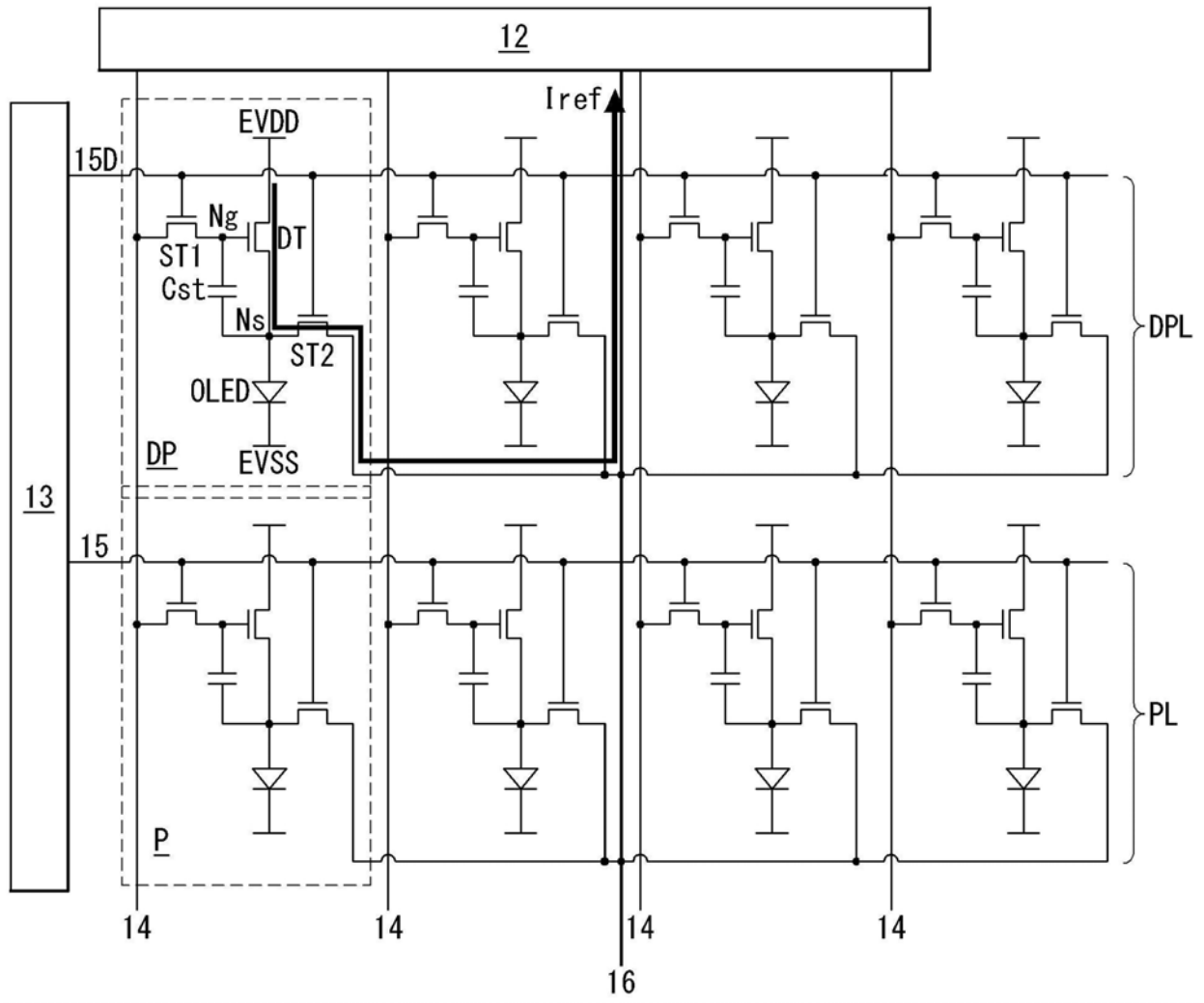


图14

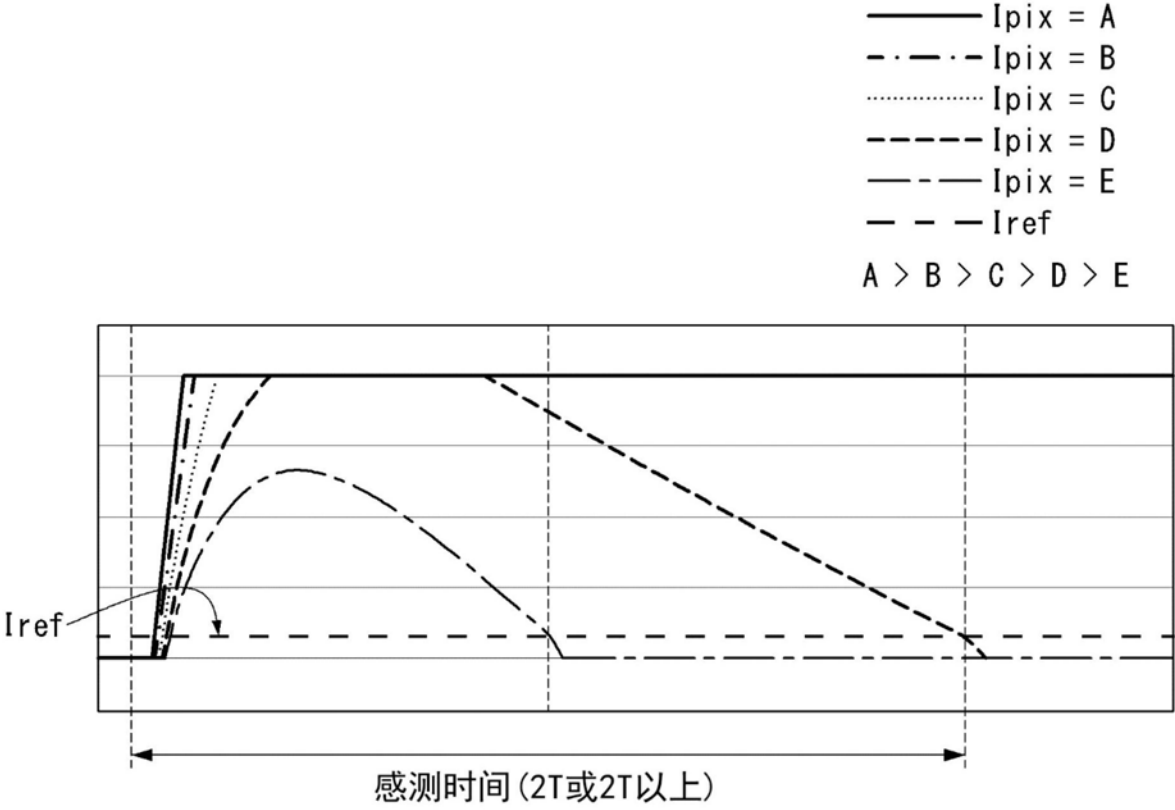
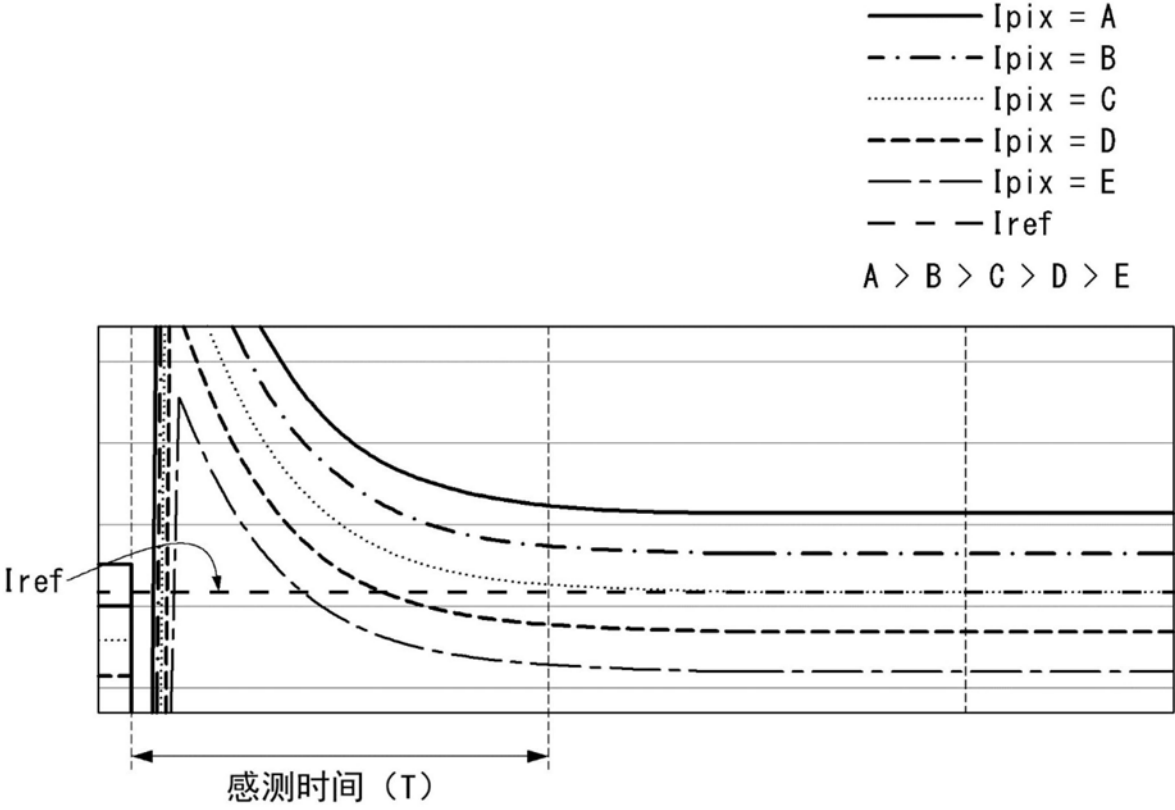


图15



专利名称(译)	电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置		
公开(公告)号	CN110969970A	公开(公告)日	2020-04-07
申请号	CN201910870907.6	申请日	2019-09-16
[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	宋恩智 孙基民		
发明人	宋恩智 孙基民		
IPC分类号	G09G3/00 G09G3/3225		
CPC分类号	G09G3/006 G09G3/3225 G09G3/3233 G09G3/3291 G09G2300/0426 G09G2320/0233 G09G2320/0295 G09G3/3241		
代理人(译)	徐金国		
优先权	1020180116352 2018-09-28 KR		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

公开一种电流感测装置和包括电流感测装置的有机发光显示装置。所述电流感测装置包括：包括通过感测线选择性地连接至像素和参考电流源的感测电路，其中所述感测电路包括：多个电阻器，连接至第一节点，以根据从所述像素输入的像素电流和从所述参考电流源输入的参考电流设定在所述第一节点上的分压电压；连接在所述第一节点与第二节点之间的第一MOS晶体管；以二极管方式连接至所述第二节点的第二MOS晶体管；和比较器，具有连接至第三节点的反相输入端和连接至第四节点的非反相输入端，用于将输入所述参考电流时在所述第三节点处充入的参考电压与输入所述像素电流时在所述第四节点处充入的像素电压进行比较，并且输出比较结果。

