



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105321455 B

(45)授权公告日 2018.04.10

(21)申请号 201410770655.7

(22)申请日 2014.12.11

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105321455 A

(43)申请公布日 2016.02.10

(30)优先权数据

10-2014-0079255 2014.06.26 KR

(73)专利权人 乐金显示有限公司

地址 韩国首尔

(72)发明人 金兑穹 金廷炫 尹振瀚

(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 3/3208(2016.01)

(56)对比文件

US 2013050292 A1, 2013.02.28,

US 2013050292 A1, 2013.02.28,

US 7876292 B2, 2011.01.25,

CN 1423807 A, 2003.06.11,

CN 103247261 A, 2013.08.14,

CN 1710637 A, 2005.12.21,

CN 101313631 A, 2008.11.26,

审查员 杜昕

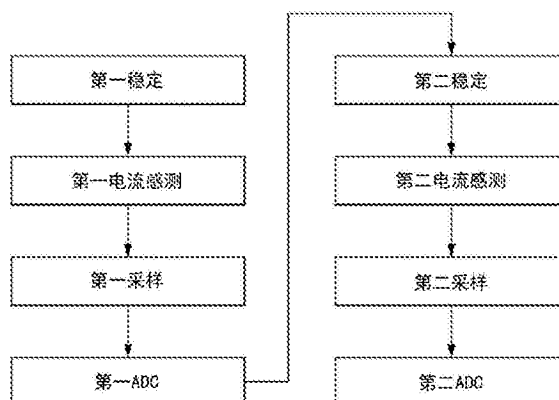
权利要求书1页 说明书10页 附图13页

(54)发明名称

用于补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器

(57)摘要

一种用于补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器,其在感测驱动元件的电特性变化时提供更短的感测时间和更高的感测精度。该有机发光显示器包括:具有多个像素的显示面板;栅极驱动电路,其在感测操作中产生与一个行感测开启(ON)时间相对应的感测栅极脉冲,并以行序方式顺序地将所述感测栅极脉冲提供给栅极线;数字驱动电路,其包括多个电流积分器和ADC,其中电流积分器对通过感测线输入的每个像素的驱动TFT的源极-漏极电流执行积分,ADC顺序地将电流积分器的输出数字化以输出数字感测值;以及对栅极驱动电路和数据驱动电路的操作进行控制的时序控制器。



1. 一种有机发光显示器,包括:

具有多个像素的显示面板,其中每个像素都包括OLED和驱动TFT,所述驱动TFT用于控制所述OLED的发光量,并且每个像素都连接至任一数据线、任一栅极线以及任一感测线;

栅极驱动电路,其在感测操作中产生与一个行感测开启时间相对应的感测栅极脉冲,并以行序方式顺序地将所述感测栅极脉冲提供给栅极线,其中所述一个行感测开启时间表示的是同时感测一个像素行的像素所要耗费的扫描时间;

数字驱动电路,其包括:多个DAC,其在感测操作中产生感测数据电压并在所述一个行感测开启时间内将所述感测数据电压提供给数据线;多个电流积分器,其对通过感测线输入的每个像素的驱动TFT的源极-漏极电流执行积分;以及ADC,其顺序地将电流积分器的输出数字化,以输出数字感测值;以及

时序控制器,其控制栅极驱动电路和数据驱动电路的操作,以执行所述源极-漏极电流的所述积分,并且时序控制器使用所述数字感测值得到驱动TFT的阈值电压变化和迁移率变化,

其中每个所述电流积分器在一个行感测开启时间中对由第一电平的感测数据电压所引起的第一源极-漏极电流执行积分,然后对由第二电平的感测数据电压所引起的第二源极-漏极电流执行积分,并且

其中所述第一电平的所述感测数据电压和所述第二电平的所述感测数据电压具有不同的电压值并且在所述一个行感测开启时间中被连续地从所述DAC提供至所述像素。

2. 如权利要求1所述的有机发光显示器,其中第一电平是与整个灰度级范围中具有低灰度电流的预定区域或是与整个灰度级范围中具有高灰度电流的预定区域相对应的电压电平,第二电平则是与另一个区域相对应的电压电平。

3. 如权利要求1所述的有机发光显示器,其中时序控制器控制栅极驱动电路的操作,以在多个脉冲中产生感测栅极脉冲,从而在一个行感测开启时间中包含栅极感测脉冲的两个或更多开启脉冲区域。

4. 如权利要求1所述的有机发光显示器,其中时序控制器根据感测数据电压的电平来将在第一感测及采样周期中的感测周期以及在第二感测及采样周期中的感测周期控制为彼此长度不同,并且所述感测周期被调整成与感测数据电压的电平成反比。

5. 如权利要求1所述的有机发光显示器,其中该有机发光显示器还包括电容控制器,用于调整电流积分器中包含的积分电容器的电容,

所述积分电容器包括与放大器的倒相输入端并联连接的多个电容器,每个所述电容器的另一端通过不同的电容调节开关连接至放大器的输出端,

其中时序控制器基于对从ADC输入的数字感测值的分析结果来控制电容控制器的操作,以产生用于接通/切断电容调节开关的开关控制信号。

6. 如权利要求1所述的有机发光显示器,其中该有机发光显示器还包括可编程电压调节IC,用于调节用以确定ADC的输入电压范围的ADC参考电压,

其中时序控制器基于对数字感测值的分析结果来控制可编程电压调节IC的操作,以调整ADC参考电压。

用于补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器

[0001] 本申请要求享有2014年6月26日提交的韩国专利申请10-2014-0079255的权益,其中作为参考,在这里以全面阐述的方式全面引入了所述申请,以便用于所有目的。

技术领域

[0002] 本文涉及一种有机发光显示器,尤其涉及一种能够补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器。

背景技术

[0003] 有源矩阵类型的有机发光显示器包括自发光的有机发光二极管(以下将其称为“OLED”),并且具有很多优点,例如响应速度快、发光效率高、亮度高以及可视角度广。

[0004] OLED是一种自发光元件,其包括阳极、阴极以及在阳极与阴极之间形成的有机化合物层HIL、HTL、EML、ETL和EIL。有机化合物层包括空穴注入层HIL、空穴传输层HTL、发光层EML、电子传输层ETL以及电子注入层EIL。在将驱动电压施加于阳极和阴极时,空穴会通过空穴传输层HTL并且电子会通过电子传输层ETL移动到发光层EML,从而形成激子。由此,发光层EML产生可见光。

[0005] 在有机发光显示器中,每个像素都包括一个OLED,这些像素以矩阵的形式排列,并且像素的亮度是依照视频数据的灰度级来控制的。每个像素都包括一个驱动元件,即驱动TFT(薄膜晶体管),其响应于在其栅极与源极之间施加的电压 V_{gs} 来控制流经OLED的驱动电流。随着驱动时间推移,驱动TFT的电特性、例如阈值电压、迁移率等等有可能劣化,由此导致随像素的不同而出现差异。像素间的驱动TFT的电特性变化会导致同一视频数据在像素之间的亮度出现差异。而这将会导致难以实现所预期的图像。

[0006] 已知内部补偿方法和外部补偿方法来补偿驱动TFT的电特性变化。在内部补偿方法中,驱动TFT的阈值电压变化是在像素电路内部自动补偿的。出于内部补偿的目的,无论驱动TFT具有怎样的阈值电压都必须确定流经OLED的驱动电流,因此,像素电路的配置是很复杂的。此外,内部补偿方法不适合补偿驱动TFT之间的迁移率变化。

[0007] 在外部补偿方法中,电特性变化是通过测量与驱动TFT的电特性(阈值电压和迁移率)相对应的感测电压以及由外部电路基于这些感测电压来调制视频数据而被补偿的。近年来,关于外部补偿方法的研究正在积极进行中。

[0008] 在常规的外部补偿方法中,数据驱动电路通过感测线接收来自每个像素的感测电压,并且将感测电压转换成数字感测值,然后将其传送至时序控制器。时序控制器基于数字感测值来调制数字视频数据,并且补偿驱动TFT的电特性变化。

[0009] 由于驱动TFT是电流元件,因此,其电特性是用响应于指定的栅极-源极电压 V_{gs} 而在漏极与源极之间流动的电流 I_{ds} 的总量表示的。附带提一下,为了感测驱动TFT的电特性,常规外部补偿方法的数据驱动电路感测的是与电流 I_{ds} 相对应的电压,而不是流经驱动TFT的电流 I_{ds} 。

[0010] 例如,在本申请人提交的专利10-2013-0134256和10-2013-0149395所公开的外部

补偿方法中,驱动TFT以源极跟随器的方式工作,然后,数据驱动电路感测的是保存在感测线的线路电容器(寄生电容器)中的电压(驱动TFT的源级电压)。在这种外部补偿方法中,为了补偿驱动TFT的阈值电压变化,源级电压是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(即驱动TFT的电流 I_{ds} 为零)的时候感测的。此外,在这种外部补偿方法中,为了补偿驱动TFT的迁移率变化,线性电压是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的。

[0011] 常规的外部补偿方法存在以下问题。

[0012] 首先,源级电压是在流经驱动TFT的电流变成源级电压并用感测线的寄生电容器存储之后才被感测的。在这种情况下,感测线的寄生电容是非常大的,而且寄生电容总量有可能会随着显示面板的显示负载而改变。用以存储电流的寄生电容总量的任何变化都会导致难以获得精确的感测值。

[0013] 其次,由于常规的外部补偿方法使用的是电压感测处理,因此需要耗费很长的时间来获取感测值,例如直至驱动TFT的源极电压饱和方能获取。特别地,如果感测线的寄生电容很大,那么需要耗费大量时间来汲取足够电流,以便满足能够实施感测处理的电压电平。对于低灰度级的感测处理来说,这个问题尤为显著。

发明内容

[0014] 本文的一个方面旨在提供一种有机发光显示器,其在感测驱动元件的电特性变化时具有更短的感测时间和更高的感测精度。

[0015] 本发明的一个例示实施例提供了一种有机发光显示器,包括:具有多个像素的显示面板,其中每个像素都包括一OLED和一驱动TFT,所述驱动TFT用于控制OLED的发光量,并且每个像素都与任一数据线、任一栅极线以及任一感测线相连;栅极驱动电路,该电路在感测操作中产生与一个行感测开启(ON)时间相对应的感测栅极脉冲,并以行序方式顺序地将所述感测栅极脉冲提供给栅极线;数字驱动电路,其包括多个DAC、多个电流积分器和ADC,其中所述多个DAC产生感测数据电压并且在感测操作中的一个行感测开启时间内将所述感测数据电压提供给数据线,所述多个电流积分器对通过感测线输入的每个像素的驱动TFT的源极-漏极电流进行积分,以及所述ADC顺序地将电流积分器的输出数字化以输出数字感测值;以及时序控制器,其控制栅极驱动电路和数据驱动电路的操作,以在一个行感测开启时间中对由第一电平的感测数据电压所引起的第一源极-漏极电流执行积分,以及对由第二电平的感测数据电压所引起的第二源极-漏极电流执行积分。

[0016] 第一电平是与整个灰度级范围中具有低灰度电流的预定区域或是与整个灰度级范围中具有高灰度电流的预定区域相对应的电压电平,第二电平则是与另一个区域相对应的电压电平。

[0017] 时序控制器对栅极驱动电路的操作进行控制,以便在多个脉冲中产生感测栅极脉冲,由此在一个行感测开启时间包含栅极感测脉冲的两个或更多开启脉冲区域。

[0018] 时序控制器根据感测数据电压电平来控制第一感测及采样周期中的感测周期以及第二感测及采样周期中的感测周期,使其长度不同,并且所述感测周期被调整成与感测数据电压电平成反比。

[0019] 该有机发光显示器还包括:电容控制器,用于调整电流积分器中包含的积分电容

器的电容,所述积分电容器包括与放大器的倒相输入端并联连接的多个电容器,并且每一个所述电容器的另一端通过不同的电容调节开关连接至放大器的输出端,其中时序控制器基于对从ADC输入的数字感测值的分析结果来控制电容控制器的操作,以产生用于接通/切断电容调节开关的开关控制信号。

[0020] 该有机发光显示器还包括:可编程电压调节IC,用于调节用以确定ADC的输入电压范围的ADC参考电压,其中时序控制器基于对数字感测值的分析结果来控制可编程电压调节IC的操作,以便调整ADC参考电压。

附图说明

[0021] 所包括的附图提供对于本发明的进一步的理解,这些附图构成本申请的一部分,示出了一个或多个实施例,并且连同说明书一起用于说明这些实施例的原理。

[0022] 在附图中:

[0023] 图1是显示根据本发明的一个例示实施例的有机发光显示器的视图;

[0024] 图2是显示了在图1的显示面板上形成的像素阵列的结构以及用于实施电流感测方法的数据驱动器IC的结构视图;

[0025] 图3和4显示的是应用了本发明的电流感测方法的像素和感测单元的连接结构以及所述感测方法的感测原理;

[0026] 图5和6显示的是在本发明中提出的用于改善设备的感测性能和驱动过程的多次电流感测方法的一个驱动波形;

[0027] 图7显示的是在本发明中提出的多次感测方法的另一个驱动波形;

[0028] 图8显示的是电源接通时的补偿流程;

[0029] 图9显示的是实时驱动操作中的补偿流程;

[0030] 图10A和10B显示的是电源接通时的预先确定的初始无显示周期,活动周期以及垂直空白周期;

[0031] 图11显示的是在本发明的多次电流感测方法中观察到的ADC超范围状况;

[0032] 图12显示的是一种用于防止发生ADC超范围状况的解决方案;

[0033] 图13-15显示的是用于防止发生ADC超范围状况的其他解决方案;

[0034] 图16是显示了使用查找表的补偿方法的一个示例的视图。

具体实施方式

[0035] 以下将会参考图1-16来描述本发明的例示实施例。

[0036] 图1是显示了根据本发明的一个例示实施例的有机发光显示器的视图。图2是显示了在图1的显示面板上形成的像素阵列的结构视图。

[0037] 参考图1和2,根据本发明例示实施例的有机发光显示器包括显示面板10、时序控制器11、数据驱动电路12、栅极驱动电路13以及存储器16。

[0038] 多条数据线14A和感测线14B以及多条栅极线15在显示面板10上相互交叉,并且像素P被排列在其交叉点上形成的矩阵中。

[0039] 每个像素P都与任一数据线14A、任一感测线14B以及任一栅极线15相连。此外,每个像素P都电连接到数据电压供给线14A,以便接收来自数据电压供给线14A的数据电压,以

及响应于通过栅极线15输入的栅极脉冲而通过感测线14B输出感测信号。

[0040] 每个像素P接收来自电源生成器(未显示)的高电位驱动电压EVDD和低电位驱动电压EVSS。出于外部补偿目的,本发明的像素P可以包括OLED、驱动TFT、第一和第二开关TFT、以及存储电容器。构成像素P的TFT可作为P型或n型来实施。此外,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。

[0041] 在用于显示图像的正常驱动操作和用于获取感测值的感测操作中,每一个像素P可以采用不同的方式工作。感测处理可以在正常驱动前的预时序段或是正常驱动期间的垂直空白周期中执行。

[0042] 正常驱动可以是在数据驱动电路12和栅极驱动电路13受时序控制器11的控制而以正常方式工作的时候实施的。感测则可以是在数据驱动电路12和栅极驱动电路13受时序控制器11的控制而执行感测操作的时候实施的。基于感测结果来推导用于变化补偿的补偿数据的操作以及使用补偿数据来调制数字视频数据的操作是由时序控制器11执行的。

[0043] 数据驱动电路12包括至少一个数据驱动器IC(集成电路)SDIC。该数据驱动器IC SDIC包括与每条数据线14A相连的多个数模转换器(以下将其称为DAC)、与每条感测线14B相连的多个感测单元、以及与感测单元的输出端共同相连的ADC。

[0044] 在正常驱动操作中,响应于时序控制器11施加的数据时序控制信号DDC,数据驱动器IC SDIC的DAC将数字视频数据RGB转换成用于图像显示的数据电压,并且将其提供给数据线14A。另一方面,在感测操作中,响应于从时序控制器11施加的数据时序控制信号DDC,数据驱动器IC SDIC的DAC产生感测数据电压,并且将其提供给数据线14A。

[0045] 数据驱动器IC SDIC的每个感测单元包括:对来自像素P并通过感测线14B输入的感测信号、即驱动TFT的源极漏极电流执行积分的电流积分器CI,以及用于采样和保持电流积分器CI的输出的采样器SH。数据驱动器IC SDIC的ADC顺序地将采样器SH的输出数字化,并且将其传送到时序控制器11。

[0046] 在正常驱动操作中,栅极驱动电路13基于栅极控制信号GDC来产生用于图像显示的栅极脉冲,并且以行序方式L#_1,L#_2,……将其顺序提供给栅极线15。在感测操作中,栅极驱动电路13基于栅极控制信号GDC来产生感测栅极脉冲,并且以行序方式L#_1,L#_2,……将其顺序提供给栅极线15。与用于图像显示的栅极脉冲相比,感测栅极脉冲可以具有更大的开启脉冲区域。在一个行感测开启时间以内可以包含感测栅极脉冲的一个(参见图6)或多个(参见图7)开启脉冲区域。在这里,一个行感测开启时间表示的是同时感测一个像素行L#_1,L#_2,……的像素所要耗费的扫描时间。

[0047] 时序控制器11基于时序信号来产生用于控制数据驱动电路12的操作时序的数据控制信号DDC,以及用于控制栅极驱动电路13的操作时序的栅极控制信号GDC,其中作为示例,该时序信号可以是垂直同步信号Vsync、水平同步信号Hsync、点时钟信号DCLK以及数据使能信号DE。时序控制器11基于预先确定的参考信号(驱动功率使能信号,垂直同步信号,数据使能信号等等)来识别正常的驱动和感测处理,并且依照每一个驱动操作来产生数据控制信号DDC和栅极控制信号GDC。该时序控制器11可以产生感测处理所需要的附加控制信号(图3的RST、SAM、HOLD等等)。

[0048] 在感测操作中,时序控制器11可以向数据驱动电路12传送与感测数据电压相对应的数字数据。在感测操作中,时序控制器11将从数据驱动电路12传送的数字感测值SD应用

于预先存储的补偿算法,以便推导出阈值电压变化 ΔV_{th} 以及迁移率变化 ΔK ,然后将补偿数据存入存储器16,以补偿这些变化。

[0049] 在正常驱动操作中,时序控制器11通过参考存储器16中存储的补偿数据来调制用于图像显示的数字视频数据RGB,然后将其传送至数据驱动电路12。

[0050] 图3和4显示的是应用了本发明的电流感测方法的像素P和感测单元的连接结构及其感测原理。

[0051] 图3和4仅仅是用于帮助理解该电流感测方法的驱动处理的一个示例。使用了本发明的电流感测方法的像素结构及其驱动时序是可以多种方式改变的,由此,本发明的技术实质并不局限于本示例。

[0052] 参考图3,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。

[0053] OLED包括与第二节点N2相连的阳极、与低电位驱动电压EVSS的输入端相连的阴极、以及位于阳极与阴极之间的有机化合物层。驱动TFT DT依照栅极-源极电压Vgs来控制进入OLED的电流总量。该驱动TFT DT包括与第一节点N1相连的栅极、与高电位驱动电压EVDD的输入端相连的漏极、以及与第二节点N2相连的源极。存储电容器Cst连接在第一节点N1与第二节点N2之间。响应于栅极脉冲SCAN,第一开关TFT ST1在数据电压供给线14A上向第一节点N1施加数据电压Vdata。所述第一开关TFT ST1包括与栅极线15相连的栅极、与数据电压供给线14A相连的漏极、以及与第一节点N1相连的源极。第二开关TFT ST2则响应于栅极脉冲SCAN而在第二节点N2与感测线14B之间切换电流的流动。所述第二开关TFT ST2包括与第二栅极线15D相连的栅极、与感测线14B相连的漏极、以及与第二节点N2相连的源极。

[0054] 包含在本发明的感测单元中的电流积分器CI包括:放大器AMP、连接在放大器AMP的倒相输入端(-)与输出端之间的积分电容器Cfb、以及连接到积分电容器Cfb的两端的第一开关SW1,其中该放大器包括:与感测线14B相连并且从感测线14B接收驱动TFT的源极-漏极电流Ids的倒相输入端(-)、用于接收参考电压Vpre的同相输入端(+)、以及用于输出积分值Vsen的输出端。

[0055] 包含在本发明的感测单元中的采样器SH包括:响应于采样信号SAM而被接通的第二开关SW2、响应于保持信号HOLD而被接通的第三开关SW3、以及存储电容器Ch,其中该存储电容器Ch的一端连接在第二开关SW2与第三开关SW3之间,另一端与接地电压电源GND相连。

[0056] 图4描述的是在感测栅极脉冲SCAN的开启脉冲区域限定的一个行感测开启时间中为排列在同一行的每一个像素实施的一个感测操作的波形。参考图4,该感测操作是在包括初始化周期Tinit、感测周期Tsen以及采样周期Tsam在内的若干个周期中执行的。

[0057] 在初始化周期Tinit中,通过接通第一开关SW1,放大器AMP会作为增益为1的单位增益缓冲器工作。在该初始化周期Tinit中,放大器AMP的输入端(+,-)和输出端、感测线14B以及第二节点N2都被初始化成参考电压Vpre。

[0058] 在初始化周期Tinit中,感测数据电压Vdata-SEN会通过数据驱动器IC SDIC的DAC而被施加于第一节点N1。相应地,由于与第一节点N1和第二节点N2之间的电位差 $\{(V_{data-SEN}) - V_{pre}\}$ 相对应的源极-漏极电流Ids会流至驱动TFT DT,因此,该电流将被稳定。然而,由于放大器AMP在初始化周期中继续充当单位增益缓冲器,因此,输出端的电位保持处于参考电压Vpre。

[0059] 在感测周期 T_{sen} 中,通过切断第一开关 $SW1$,放大器AMP作为电流积分器CI工作,以便对流经驱动TFT DT的源极-漏极电流 I_{ds} 进行积分。在感测周期 T_{sen} 中,积分电容器 C_{fb} 两端之间的电位差会因为随着感测时间的流逝进入放大器AMP的反向输入端(-)的电流 I_{ds} 而增大,换言之,已存储的电流 I_{ds} 的值将会增大。然而,倒相输入端(-)与同相输入端(+)因为放大器AMP的特性而通过虚接地短接,并且倒相输入端(-)与同相输入端(+)之间的电位差为零。因此,无论积分电容器 C_{fb} 两端的电位差是否增大,倒相输入端(-)的电位在感测周期 T_{sen} 中都会保持处于参考电压 V_{pre} 。取而代之的是,放大器AMP的输出端电位响应于积分电容器 C_{fb} 两端之间的电位差而减小。基于该原理,在感测周期2中经由感测线14B进入的电流 I_{ds} 会通过积分电容器 C_{fb} 转换成一个积分值 V_{sen} ,并且该积分值是一个电压值。随着通过感测线14B进入的电流 I_{ds} 的总量的增大,电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率也会增大。因此,电流 I_{ds} 的总量越大,积分值 V_{sen} 就越小。在感测周期 T_{sen} 中,积分值 V_{sen} 经过第二开关 $SW2$ 并被保存在保持电容器 C_h 中。

[0060] 在采样周期 T_{sam} 中,当接通第三开关 $SW3$ 时,保存在保持电容器 C_h 中的积分值 V_{sen} 会穿过开关 $SW3$ 并被输入到ADC中。积分值 V_{sen} 由ADC转换成数字感测值SD,然后被传送到时序控制器11。时序控制器11使用数字感测值SD来推导驱动TFT的阈值电压变化 ΔV_{th} 以及驱动TFT的迁移率变化 ΔK 。该时序控制器11以数字码预先存储积分电容器 C_{fb} 的电容、参考电压 V_{pre} 以及感测时间 T_{sen} 。相应地,时序控制器11能从数字感测值SD中计算源极-漏极电流 $I_{ds} = C_{fb} * \Delta V / \Delta t$ (其中 $\Delta V = V_{pre} - V_{sen}$, $\Delta t = T_{sen}$),该数字感测值SD是积分值 V_{sen} 的数字码。时序控制器11将流经驱动TFT DT的源极-漏极电流 I_{ds} 应用于补偿算法,以便推导变化(阈值电压变化 ΔV_{th} 和迁移率变化 ΔK)和补偿数据($V_{th} + \Delta V_{th}$ 以及 $K + \Delta K$)。该补偿算法可作为查找表或计算逻辑来实施。

[0061] 包含在本发明的电流积分器CI中的积分电容器 C_{fb} 的电容只是感测线上的寄生电容的数百分之一。因此,与常规的电压感测方法相比,本发明的电流感测方法可以大幅缩短用于吸引足以满足用来启用感测的积分值 V_{sen} 的电流 I_{ds} 所耗费的时间。此外,在常规的电压感测方法中,由于驱动TFT的源极电压是在饱和后作为感测电压采样的,因此需要耗费很长时间来感测阈值电压;然而,在这里的电流感测方法中,由于能够借助电流感测而在短时间内对驱动TFT的源极-漏极电流进行积分以及对积分值进行采样,因此,感测阈值电压和迁移率所耗费的时间要少得多。

[0062] 此外,与感测线的寄生电容器不同,包含在本发明的电流积分器CI中的积分电容器 C_{fb} 的存储值不会随显示负载改变,而且很容易即可校准,因此,该积分器能够获得精确的感测值。

[0063] 正因如此,由于本发明的电流感测方法能够实施低电流感测和高速感测处理,因此,其与常规的电压感测方法相比更具优势。由于这个原因,本发明的电流感测方法允许在一个行感测开启时间中对每个像素执行多次感测处理,从而改善感测性能。

[0064] 图5和6显示的是在本发明中提出的用于改善设备的感测性能和驱动过程的多次电流感测方法的一个驱动波形。图7显示的是在本发明中提出的多次感测方法的另一个驱动波形。虽然图5-7是以一个执行了两次电流感测的示例来示出本发明的多次电流感测的,但在执行了三次或更多次数的电流感测时,本发明的技术本质同样是适用的。

[0065] 参考图5和6,在与感测栅极脉冲SCAN的1个开启脉冲区域相对应的一个行感测开

启时间中,在同一个像素上可以执行两次感测和采样处理。为此目的,时序控制器11可以控制驱动电路12和13的操作,以使一个行感测开启时间包括:用于对具有第一电平LV1的感测数据电压VData-SEN所引发的第一源极-漏极电流Ids1进行积分的第一感测及采样周期S&S1,以及用于对具有第二电平LV2的感测数据电压VData-SEN所引发的第二源极-漏极电流Ids2进行积分的第二感测及采样周期S&S2。此外,时序控制器11可以在第一和第二感测及采样周期S&S1和S&S2之前分别放置初始化周期Tinit。

[0066] 第一电平LV1和第二电平LV2的感测数据电压VData-SEN可以是相同的,然而为了提升感测性能,所述电压优选是不同的。第一电平LV1对应的是整个灰度级范围中具有低灰度电流Ids1的预定区域,第二电平LV2对应的则是整个灰度级范围中具有高灰度电流Ids2的预定区域,反之亦然。换言之,第一电平LV1可以是与整个灰度级范围中具有低灰度电流Ids1的预定区域或是与整个灰度级范围中具有高灰度电流Ids2的预定区域相对应的电压电平,而第二电平LV2则可以是与另一个预定区域相对应的电压电平。

[0067] 在第一初始化周期Tinit中,首先执行的操作与在图4的初始化周期Tinit中执行的操作相同,即初始化操作以及源极-漏极电流稳定操作。

[0068] 在第一感测及采样周期S&S1中,执行与在图4的感测周期Tsen和采样周期Tsam中相同的操作;第一源极-漏极电流Ids1被感测并首先积分,第一积分值Vsen1被采样并首先模数转换,然后第一数字感测值被存入内部锁存器。

[0069] 在第二初始化周期Tinit中,接下来执行的操作与在图4的初始化周期Tinit中执行的操作相同,即初始化操作以及源极-漏极电流稳定操作。

[0070] 在第二感测及采样周期S&S2中,所执行的操作与在图4的感测周期Tsen和采样周期Tsam中执行的操作相同;感测第二源极-漏极电流Ids2并且接下来对其进行积分,采样第二积分值并且接下来对其进行模数转换,然后将第二数字感测值存入内部锁存器。

[0071] 分别包含在第一和第二感测及采样周期S&S1和S&S2中的感测周期Tsen是等长的。

[0072] 时序控制器11基于第一和第二数字感测值来计算第一和第二源极-漏极电流Ids1和Ids2,并且通过使用计算逻辑或查找表来推导变化 ΔV_{th} 以及 ΔK 。

[0073] 如果使用计算逻辑,时序控制器11会将计算得到的第一和第二源极-漏极电流Ids1和Ids2应用于OLED电流等式($I_{ds}=K(V_{gs}-V_{th})^2$),以得到两个电流等式($I_{ds1}=K(V_{gs1}-V_{th})^2$)以及($I_{ds2}=K(V_{gs2}-V_{th})^2$),所述时序控制器11首先使用这些等式来计算相应像素的阈值电压Vth,然后将阈值电压Vth的值代入任一OLED电流等式来计算迁移率K。接着,将计算得到的阈值电压Vth和迁移率K与预先存储的参考值相比较,以得到变化 ΔV_{th} 和 ΔK 。

[0074] 如果使用查找表,时序控制器11会将计算得到的阈值电压Vth和迁移率K与预先存储的参考值相比较,以便计算第一和第二电流偏差,并且通过使用第一和第二电流变化作为读取地址来得到阈值变化 ΔV_{th} 和迁移率变化 ΔK 。众所周知,低灰度级区域的阈值电压变化和高灰度级区域的迁移率变化会极大地影响驱动TFT的源极-漏极电流。相应地,如图16所示,时序控制器11能够基于第一源极-漏极电流Ids1来推导作为两个值中的较大的一个的阈值电压变化Vth,并且能够基于第二源极-漏极电流Ids2来推导作为两个值中较小的一个的迁移率变化 ΔK 。

[0075] 为了在第一和第二感测及采样周期S&S1和S&S2中应用相同的稳定条件,时序控制

器11可以控制栅极驱动电路13的操作,以在多个脉冲中产生感测栅极脉冲SCAN,从而在一个行感测开启时间中包含栅极感测脉冲SCAN的两个或更多开启脉冲区域。稳定状况可以包括栅极延迟,数据充填延迟等等。

[0076] 图8显示的是电源接通时的补偿流程。图9显示的是实时驱动操作期间的补偿流程。图10A和10B显示的是电源接通时的预定初始无显示周期、活动周期以及垂直空白周期。

[0077] 图8的补偿流程包括在正常驱动操作之前的预定初始无显示周期X1中对所有像素执行的感测操作。图9的补偿流程包括一个在正常驱动操作的垂直空白周期BP中在一个像素上执行的感测操作。

[0078] 如图10A所示,初始的无显示周期X1可以是由在驱动电源使能信号PON的作用点之后持续了持续数十或数百帧的无显示周期限定的。如图10A和10B所示,垂直空白周期BP可以由介于显示图像的活动周期AP之间的无显示周期来限定。在初始的无显示周期x1和垂直空白周期BP中不会产生数据使能信号DE,相应地,在垂直空白周期BP中也不会向像素提供图像显示数据电压。

[0079] 参考图8,以下将会再次示意性地说明初始的无显示周期X1中的补偿流程。在本发明中,在接通电源的时候,这时会从存储器中读取在前一个补偿周期中保存的阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 。接下来,以行序的方式将如上所述的多次电流感测方法应用于每一个像素行,以获取多个数字感测值,并且基于这些数字感测值来推导当前的阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 。接着,将推导得到的当前阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 与从存储器中输入的阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 相比较,以便得到阈值变化 ΔV_{th} 和迁移率变化 ΔK ,然后将用于补偿这些变化的补偿数据 $V_{th} + \Delta V_{th}$ 和 $K + \Delta K$ 存入存储器。

[0080] 参考图9,以下将会再次示意性地说明正常驱动操作的垂直空白周期BP中的用于每个像素行的补偿流程。在本发明中,在垂直空白周期BP,从存储器中读出在前一个补偿周期存储的阈值电压 V_{th} 以及迁移率 K 。接下来,以行序的方式将如上所述的多次电流感测方法应用于每个像素行,以便获取多个数字感测值,以及基于这些数字感测值来推导当前的阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 。接着,将推导的当前阈值电压 V_{th} 和迁移率 K 与从存储器输入的阈值电压 $V_{th}(n-1)$ 及迁移率 $K(n-1)$ 相比较,以得到阈值变化 ΔV_{th} 和迁移率变化 ΔK ,然后将用于补偿这些变化的补偿数据 $V_{th} + \Delta V_{th}$ 和 $K + \Delta K$ 存入存储器。

[0081] 图11显示的是在本发明的多次电流感测方法中观察到的ADC超范围状况。

[0082] ADC是一个将模拟信号转换成采用数字信号形式的数据的特殊编码器。该ADC具有一个固定的输入电压范围,即固定感测范围。虽然ADC的电压范围可能会依照AD转换的分辨率改变,但其通常会被设置成 E_{vref} (ADC参考电压) 到 $E_{vref} + 3V$ 。AD转换的分辨率是用于将模拟输入电压转换成数字值的比特的数量。如果输入ADC的模拟信号超出ADC的输入范围,那么将会发生ADC的输出小于输入电压范围的最小值的下溢,或是发生ADC的输出大于输入电压范围的最大值的上溢。

[0083] 在本发明中,不同的模拟积分值 V_{sen} 是依照多次电流感测方法而对每一个像素执行至少两次感测处理来产生的。如上所述,流入电流积分器CI的电流 I_{ds} 越大,输出积分值 V_{sen} 就越小,或者流入电流积分器CI的电流 I_{ds} 越小,输出积分值 V_{sen} 就越大。相应地,不同积分值的一部分会超出ADC的输入范围。

[0084] 更具体地说,参考图1,假设在ADC的输入范围是2V到5V的情况下,与第一电流 I_{ds1}

相对应的第一积分值 V_{sen1} 是4V,并且与大于第一电流 I_{ds1} 的第二电流 I_{ds2} 相对应的第二积分值是1.5V。

[0085] 虽然4V的第一积分值 V_{sen1} 处于ADC的输入范围(2V到5V)以内并且被正常输出,然而1.5V的第二积分值 V_{sen2} 小于2V到5V的输入电压范围的最小值2V,因此,所述第二积分值 V_{sen2} 超出了ADC的输入范围(2V到5V),由此导致下溢。

[0086] 如果发生这种ADC超范围状况,那么感测精度将会降低。相应地,有必要具有一种附加的解决方案来防止发生ADC超范围状况。

[0087] 图12显示的是一个用于防止发生ADC超范围状况的解决方案。

[0088] 在根据本发明的多次电流感测方法中,如图12所示,与电流积分器CI的输出 V_{out} 具有较小下降斜率的第二感测及采样周期 $S\&S2$ 相比,在电流积分器CI的输出 V_{out} 具有较大下降斜率的第一感测和采样周期 $S\&S1$ 中,第一积分值 V_{sen1} 下溢的可能性更大。

[0089] 在这种情况下,第一积分值 V_{sen1} 可以从2V上调至3.5V,以便进行校正,由此通过使第一感测及采样周期 $S\&S1$ 的感测周期 T_{sen1} 短于第二感测及采样周期 $S\&S2$ 的感测周期 T_{sen2} 来满足ADC的输入电压范围(2V到5V)。

[0090] 图13-15显示的是用于防止发生ADC超范围状况的其他解决方案。

[0091] 参考图13,本发明的有机发光显示器还可以包括一个电容控制器22,用于在时序控制器11的控制下对电流积分器CI中包含的积分电容器 C_{fb} 的电容进行调节。该积分电容器 C_{fb} 包括并联至放大器AMP的倒相输入端(-)的多个电容器 C_{fb1} 、 C_{fb2} 和 C_{fb2} 。每一个电容器 C_{fb1} 、 C_{fb2} 和 C_{fb2} 的另一端可以通过不同的电容调节开关 $S1$ 、 $S2$ 和 $S3$ 连接到放大器AMP的输出端。积分电容器 C_{fb} 的耦合电容是依照已接通的电容调节开关 $S1$ 、 $S2$ 和 $S3$ 的数量来确定的。

[0092] 时序控制器11对数字感测值SD进行分析,并且依照所有数字感测值SD中与源于ADC的最小或最大值相等的数字感测值SD的比例来控制电容控制器22的操作,以便产生恰当的开关控制信号。所述电容调节开关 $S1$ 、 $S2$ 和 $S3$ 响应于来自电容控制器22的开关控制信号而被接通/关断。积分电容器 C_{fb} 的耦合电容越大,则电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率越平缓。相反,积分电容器 C_{fb} 的耦合电容越小,则电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率越陡峭。

[0093] 相应地,时序控制器11对由电容控制器22接通的电容调节开关 $S1$ 、 $S2$ 和 $S3$ 的数量进行控制,以便在发生了ADC的输出小于输入电压范围最小值的下溢的情况下增大积分电容器 C_{fb} 的耦合电容,反之在发生了ADC的输出大于输入电压范围最大值的上溢的情况下减小积分电容器 C_{fb} 的耦合电容。

[0094] 图14描述是通过控制积分电容器 C_{fb} 的耦合电容来防止出现ADC超范围状况的示例。在根据本发明的多次电流感测方法中,如图14所示,与电流积分器CI的输出 V_{out} 具有较小下降斜率的第一感测及采样周期 $S\&S1$ 相比,在电流积分器CI的输出 V_{out} 具有较大的下降斜率的第二感测及采样周期 $S\&S2$ 中,第二积分值 V_{sen2} 更有可能上溢。

[0095] 在这种情况下,第二积分值 V_{sen2} 可以从2V上调至4V,以便执行校正,由此通过使得在第二感测及采样周期中工作的积分电容器 C_{fb} 的耦合电容3pF增大到二倍于在第一感测及采样周期中工作的积分电容器 C_{fb} 的耦合电容1.5pF来满足ADC的输入电压范围(2V到5V)。

[0096] 参考图13,本发明的有机发光显示器还可以包括用于在时序控制器11的控制下调节ADC参考电压 E_{vref} 的可编程电压调节IC 24。

[0097] 时序控制器11对数字感测值SD进行分析,并且根据与源于ADC的最小和最大值相等的数字感测值SD的百分比来控制可编程电压调节IC 24的操作,由此调节ADC参考电压 E_{vref} 。

[0098] 图15描述的是通过调节ADC参考电压 E_{vref} 来防止发生ADC超范围状况的示例。在根据本发明的多次电流感测方法中,如图15所示,与电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率较小的第一感测及采样周期S&S1相比,在电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率较大的第二感测及采样周期S&S2中,第二积分值 V_{sen2} 更有可能下溢。

[0099] 在这种情况下,用于将4V的第一积分值 V_{sen1} 数字化的ADC参考电压 E_{vref} 保持在2V的初始电平,并且用于将2V的第二积分值 V_{sen2} 数字化的ADC参考电压 E_{vref} 从2V的初始电平下调至0V。通过这种下调处理,所述第二积分值 V_{sen2} 足以满足ADC的输入电压范围(0V到3V)。

[0100] 如上文中详细描述的那样,本发明借助了一种使用电流积分器的电流感测方法来实施低电流感测处理和高速感测处理,由此可以大幅缩短感测驱动元件的电特性变化所需要的时间。此外,本发明可以在单个行感测开启时间中在每一个像素上执行多次感测处理,由此大幅提升了感测精度。

[0101] 从以上描述中,本领域技术人员很容易了解,在不脱离本发明的技术思想的情况下,各种变更和修改都是可行的。因此,本发明的技术范围并不局限于在说明书的具体实施方式部分中描述的内容,而是由附加权利要求限定的。

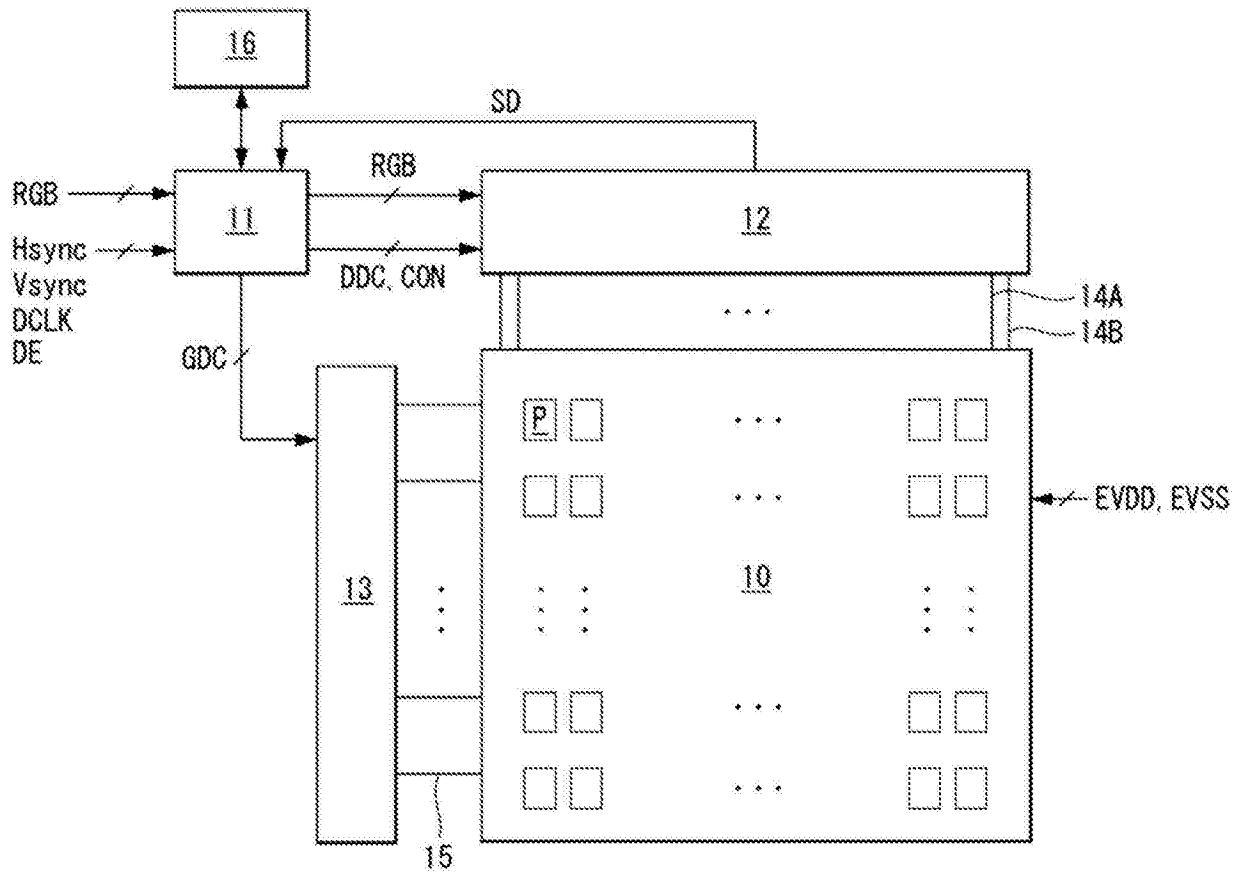


图1

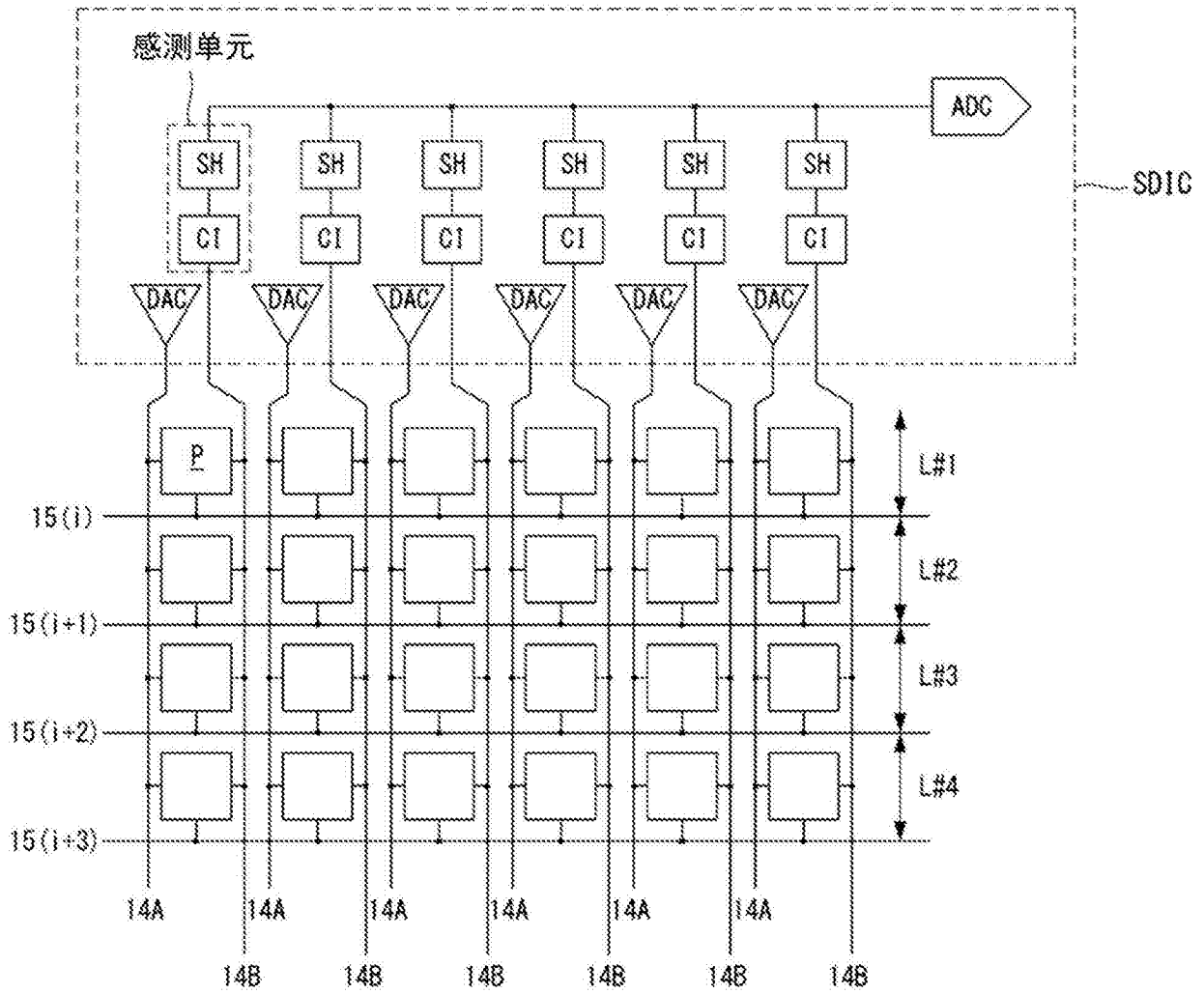


图2

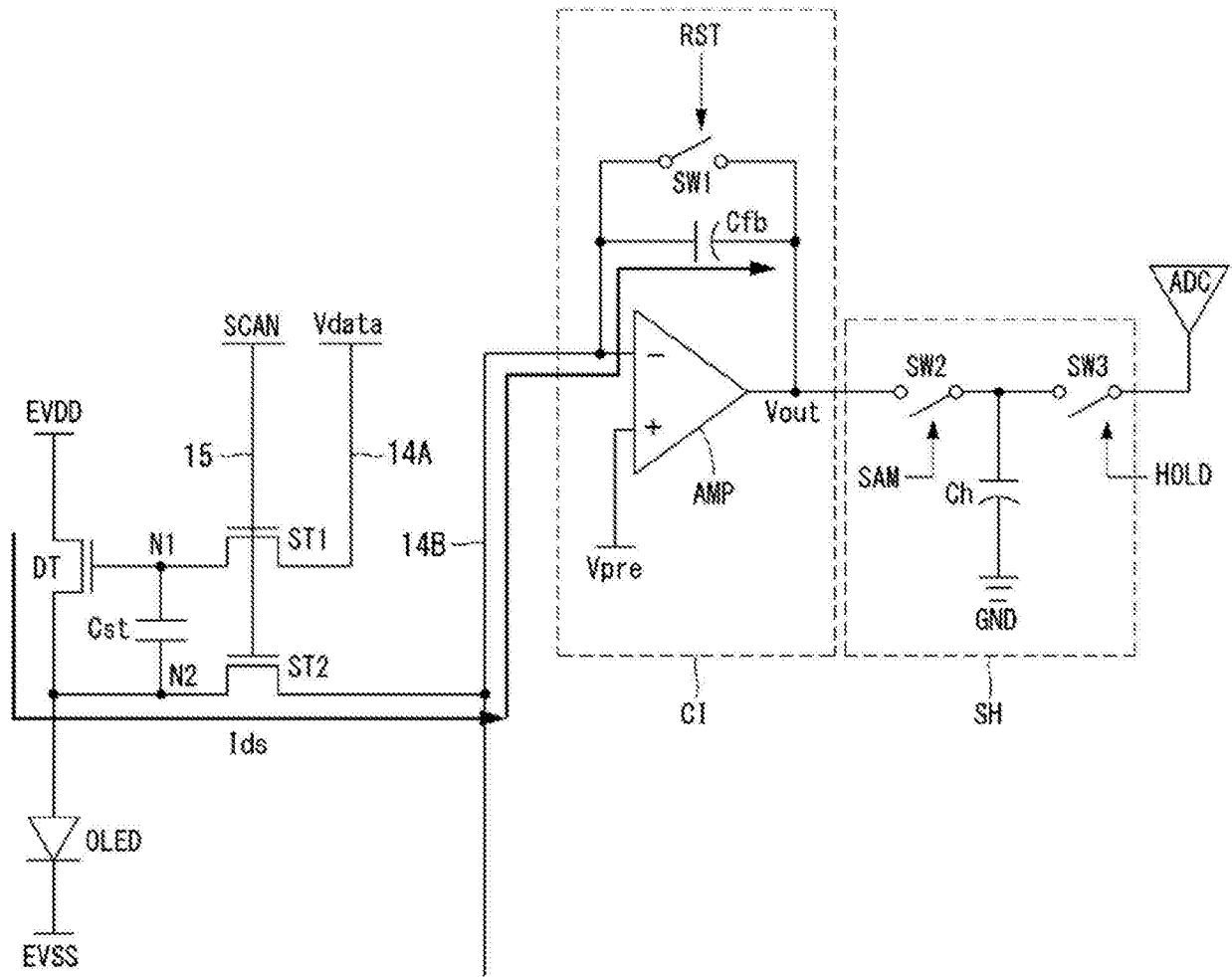


图3

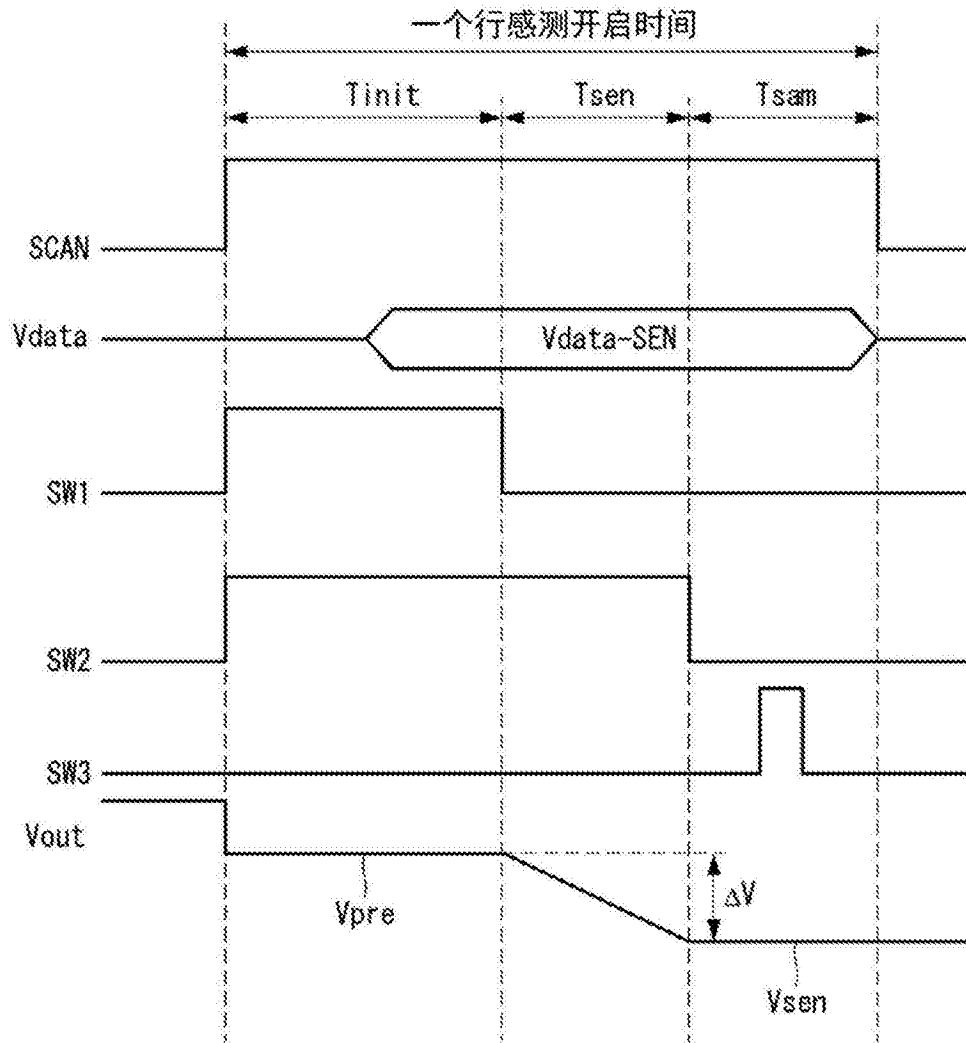


图4

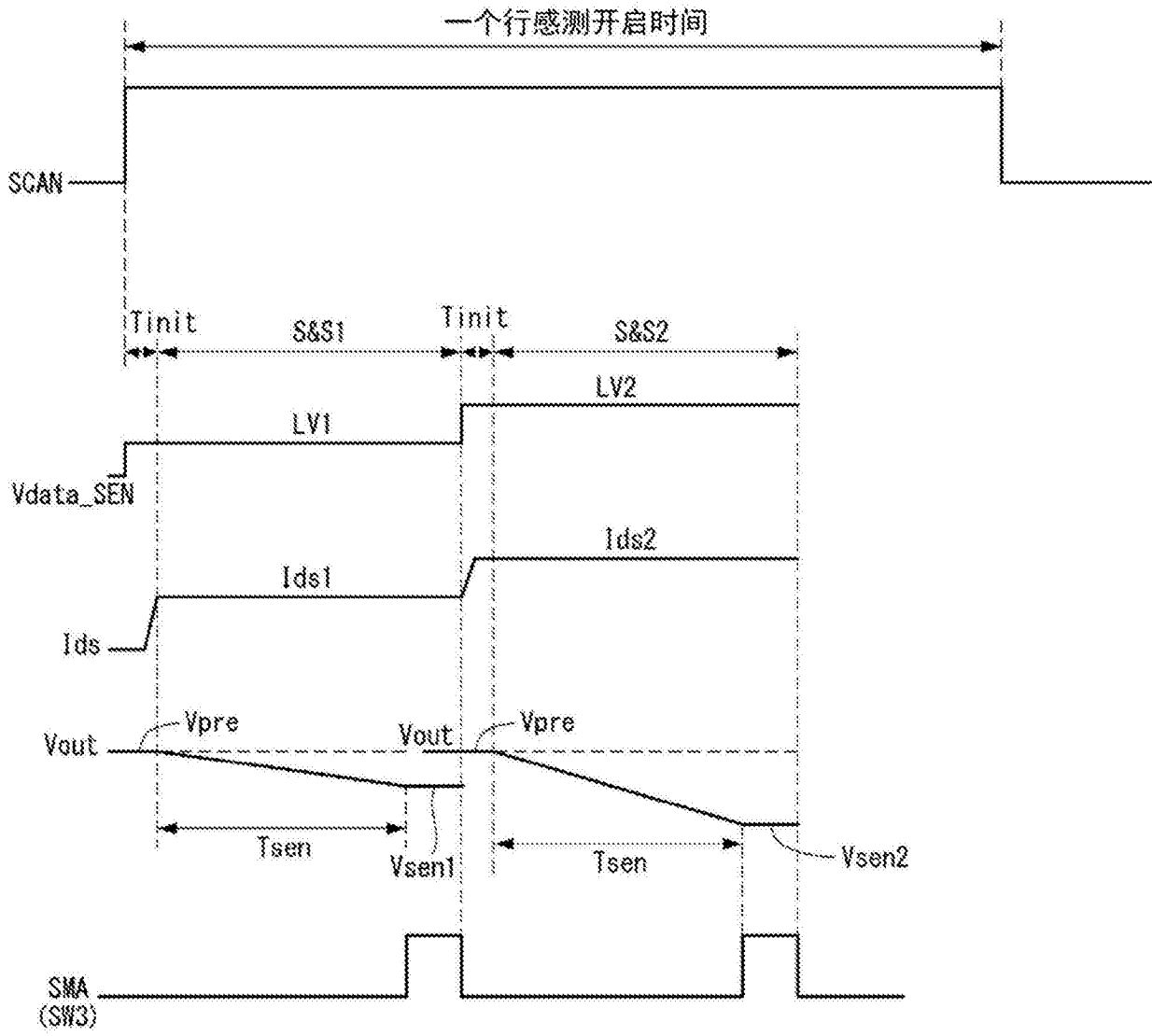


图5

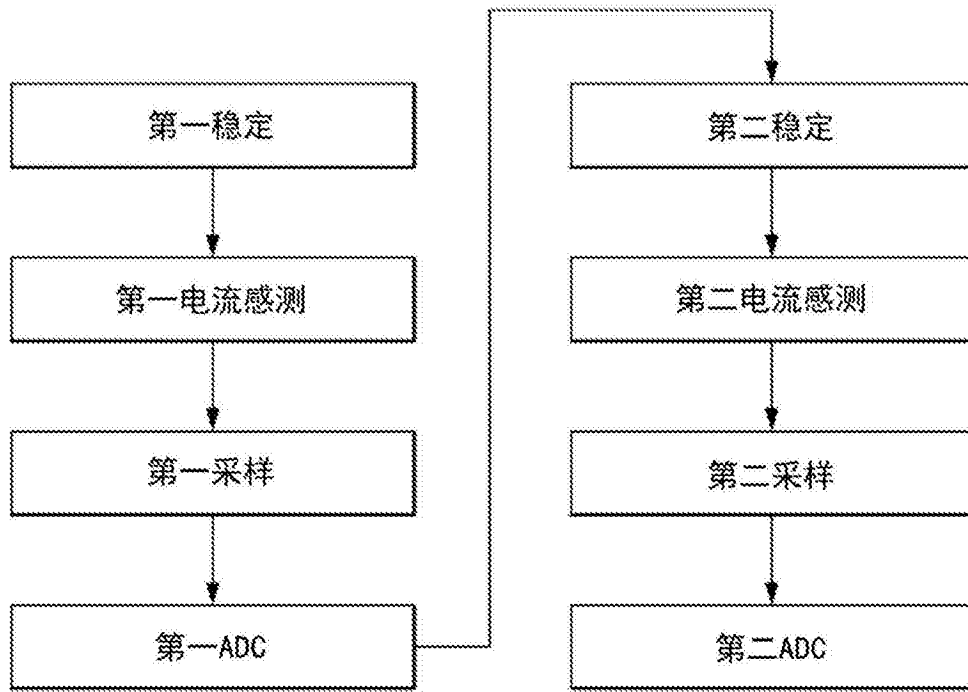


图6

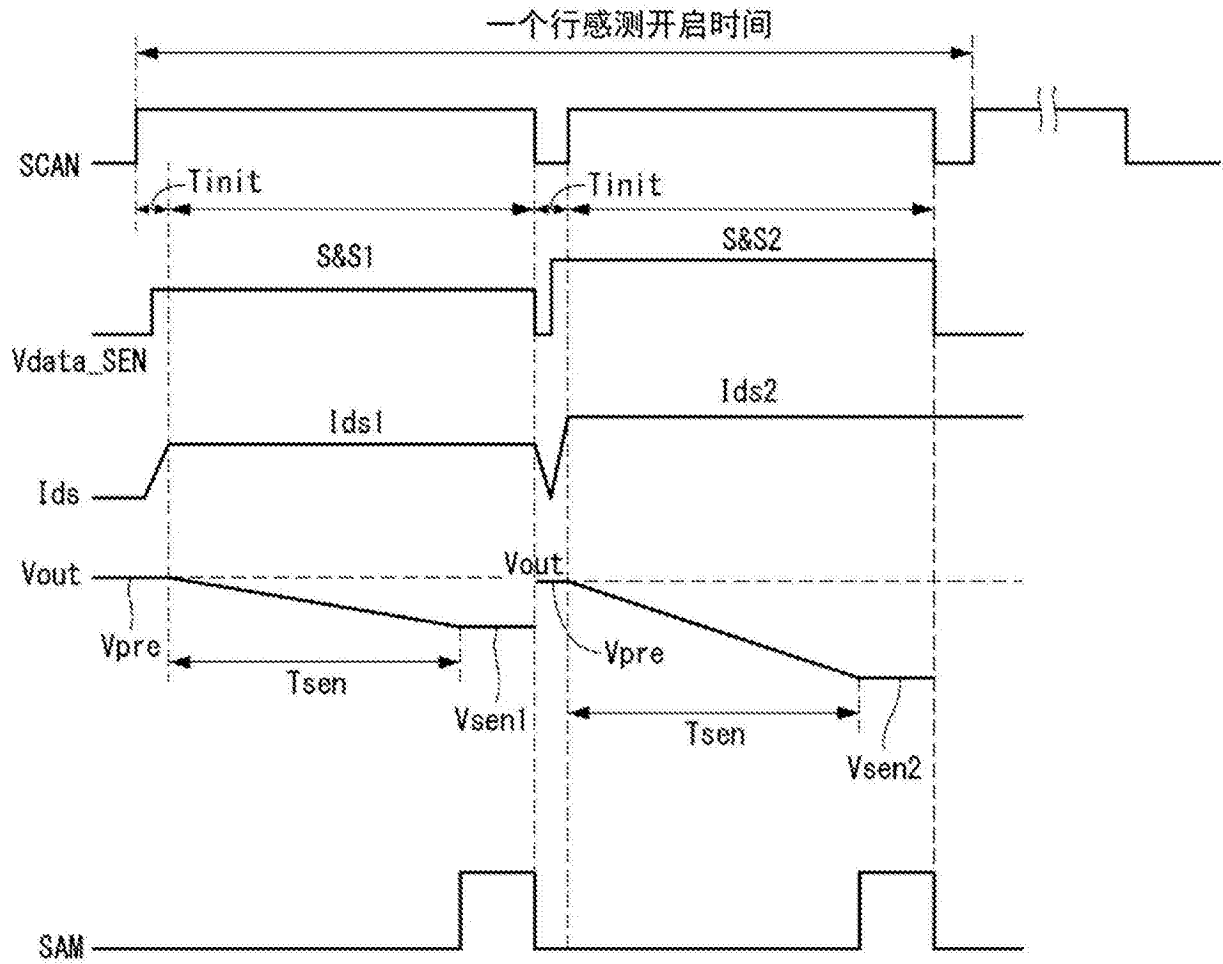


图7

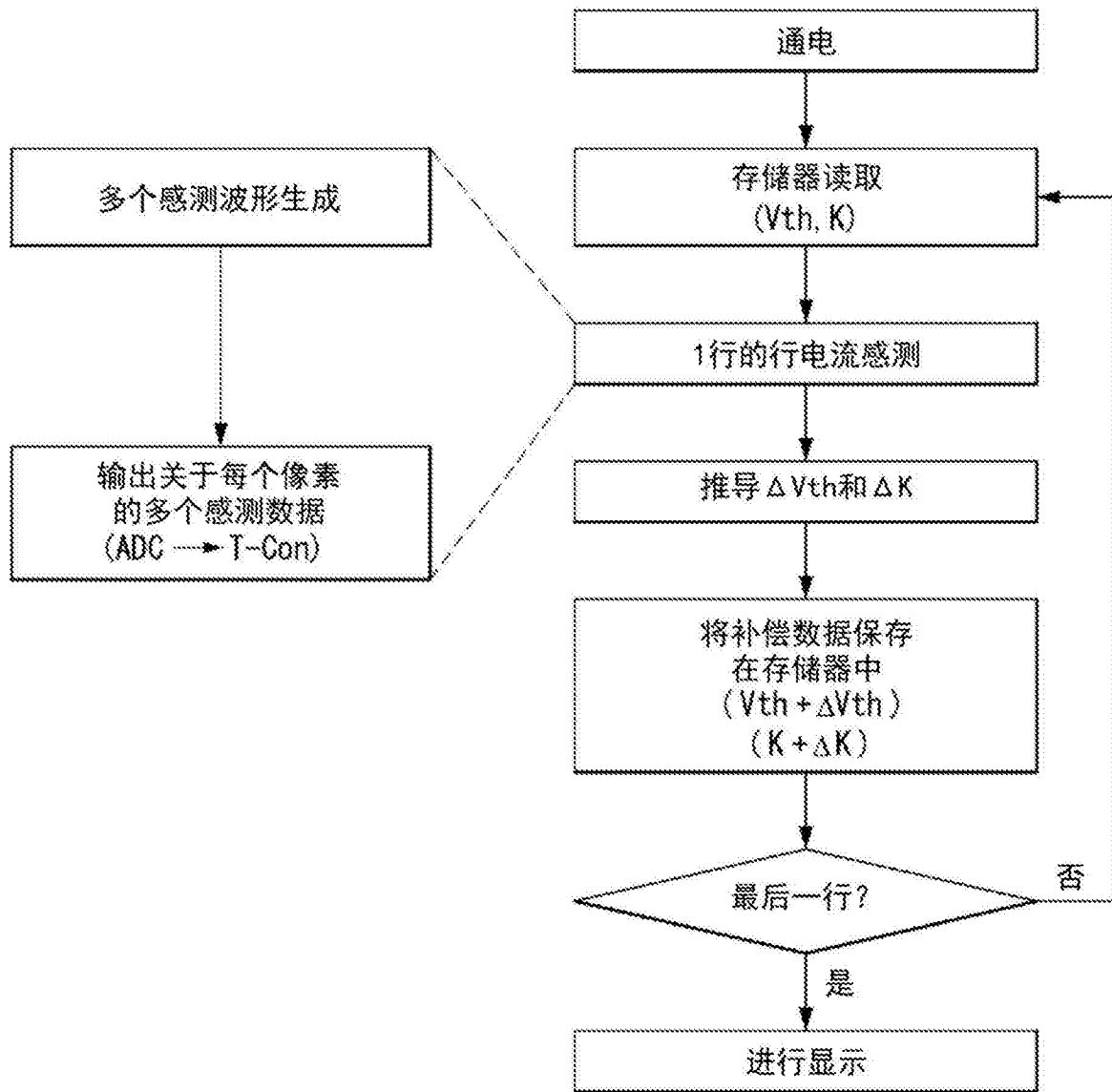


图8

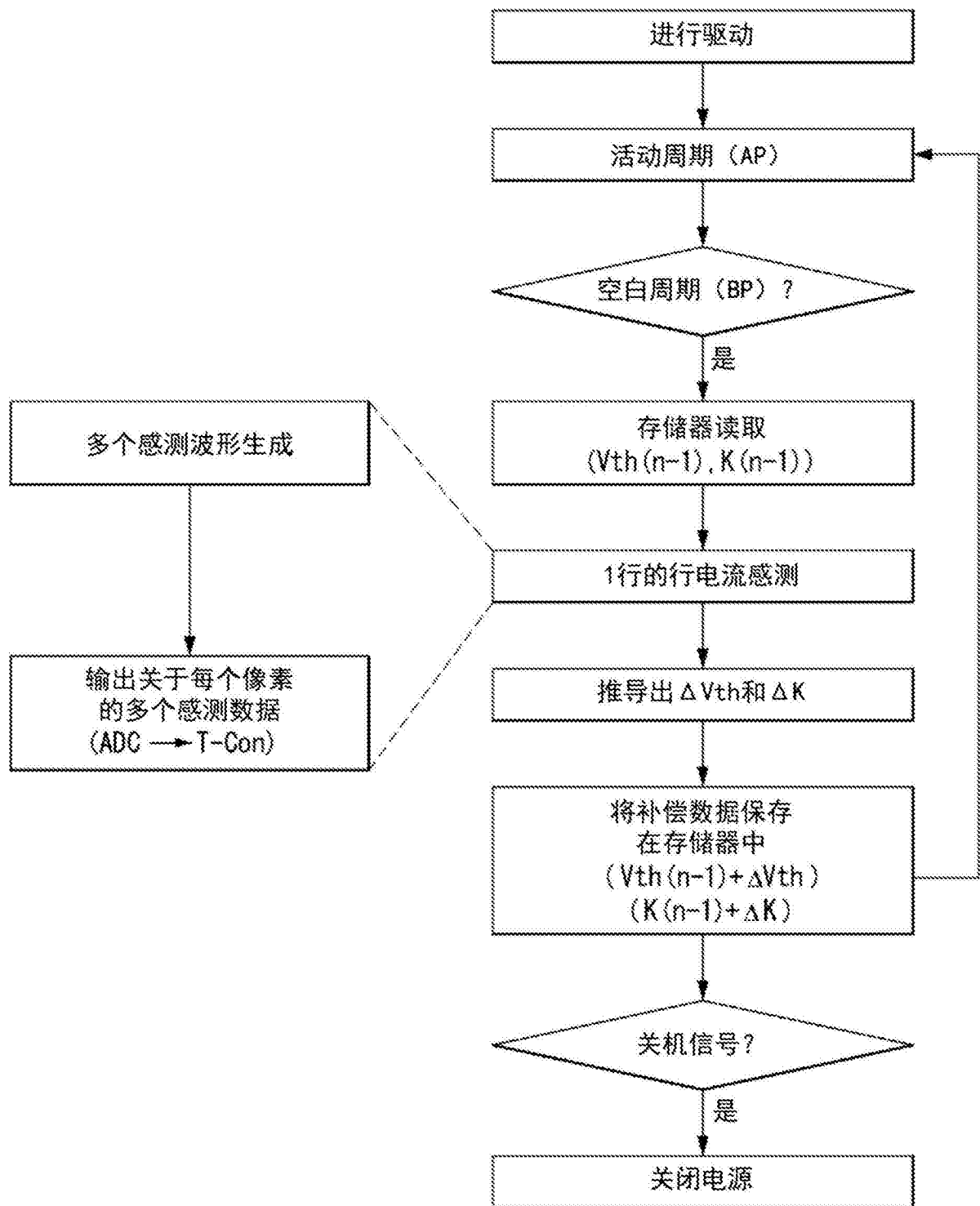


图9

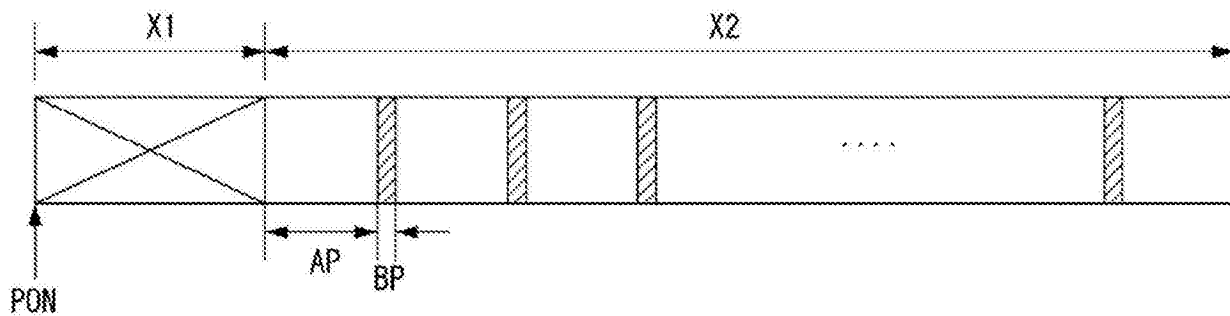


图10A

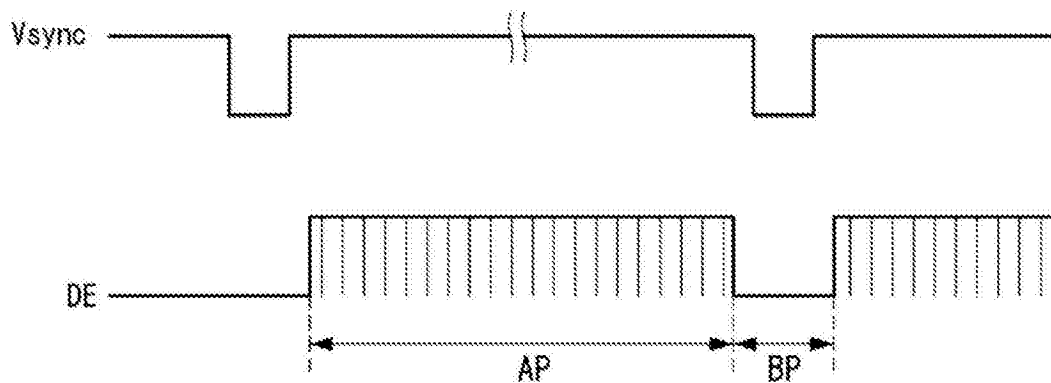


图10B

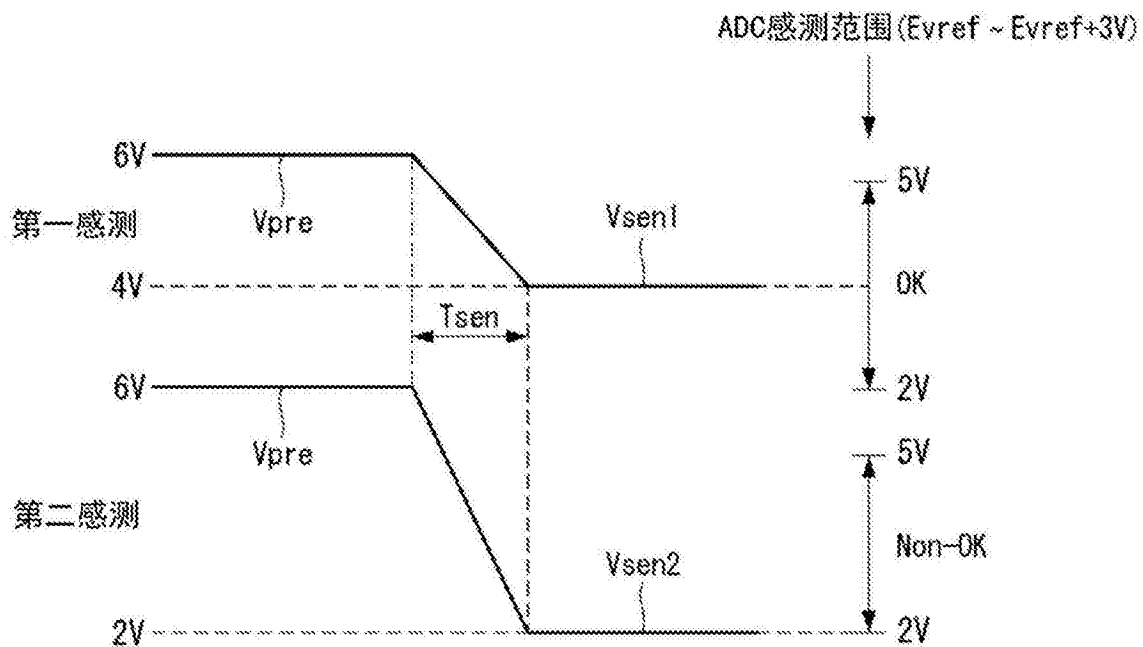


图11

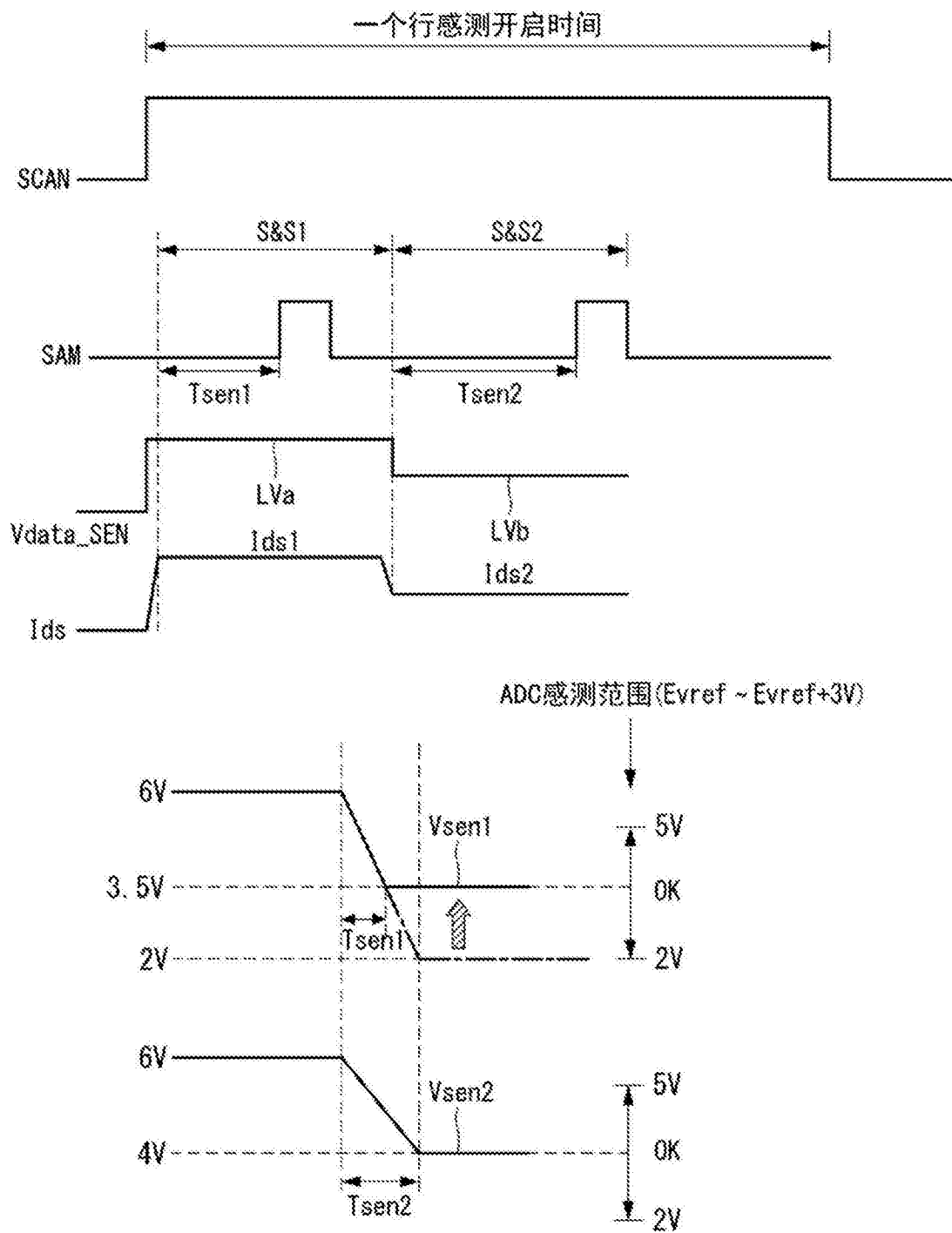


图12

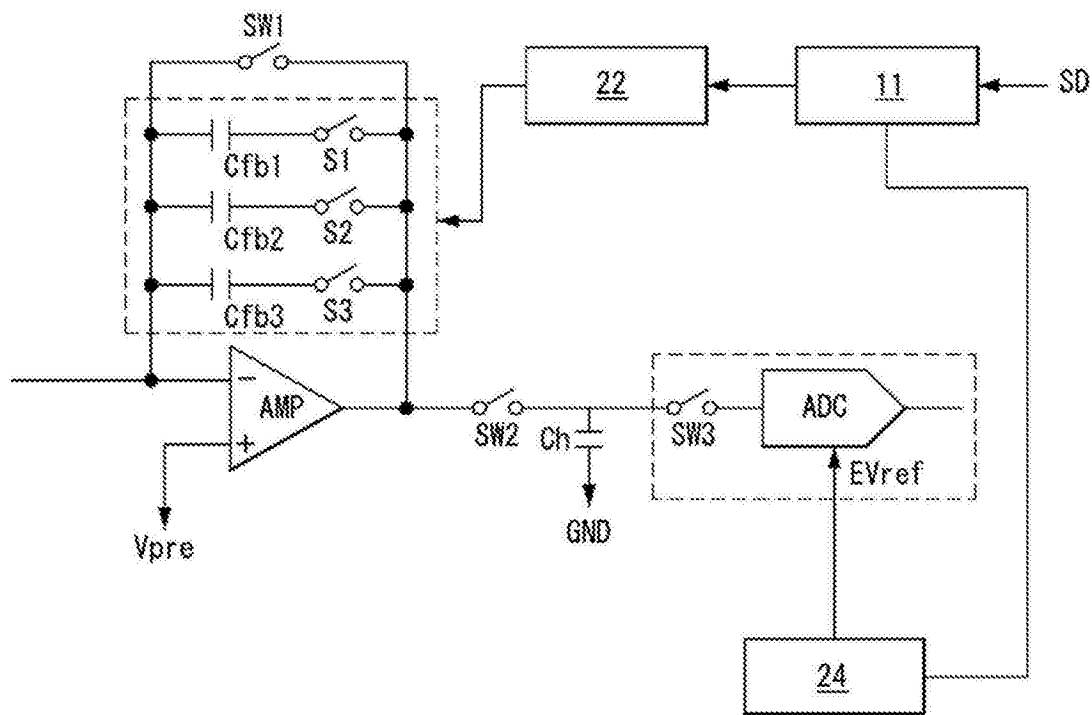


图13

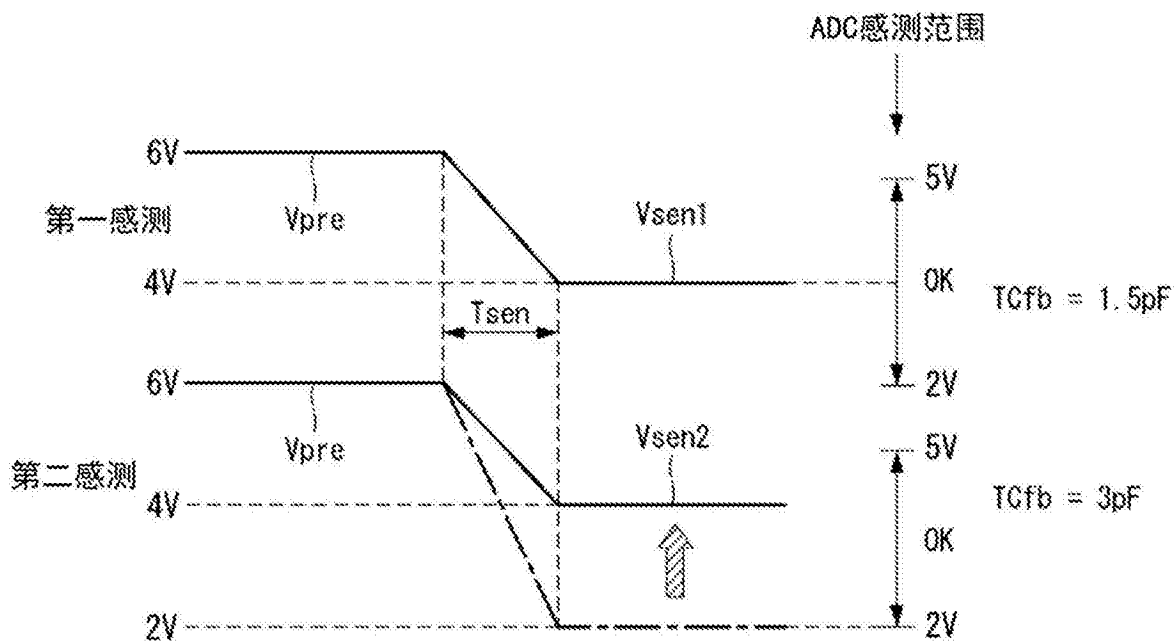


图14

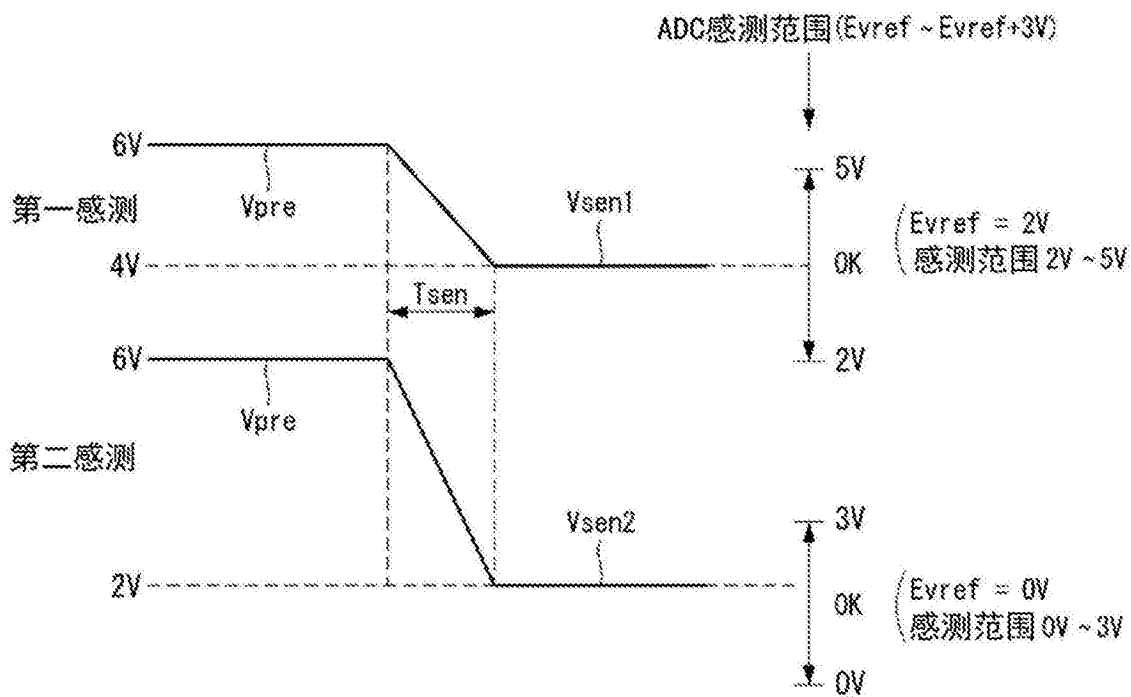


图15

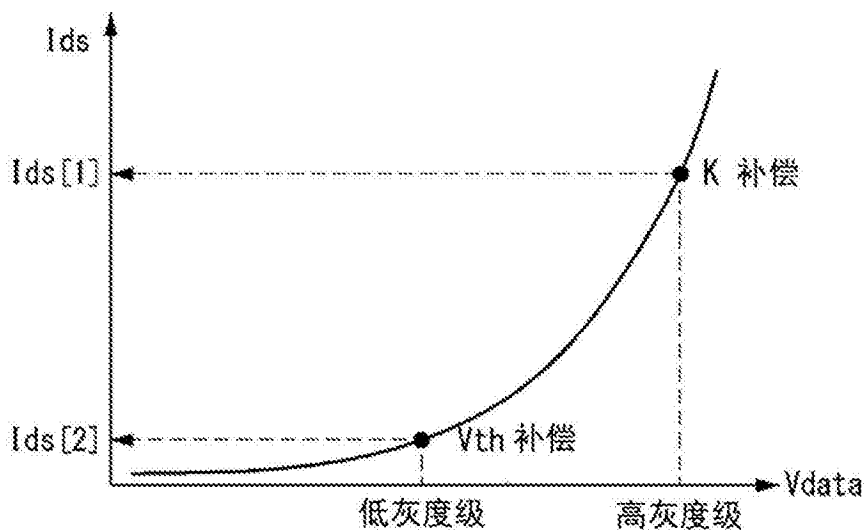


图16

专利名称(译)	用于补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器		
公开(公告)号	CN105321455B	公开(公告)日	2018-04-10
申请号	CN201410770655.7	申请日	2014-12-11
[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	金兑穹 金廷炫 尹振瀚		
发明人	金兑穹 金廷炫 尹振瀚		
IPC分类号	G09G3/3208		
CPC分类号	G09G3/006 G09G3/3225 G09G3/3233 G09G3/3275 G09G2310/027 G09G2310/0291 G09G2310/08 G09G2320/0285 G09G2320/029 G09G2320/045 G09G2330/12 G09G3/3258 G09G3/3291 G09G2300/0819 G09G2300/0828 G09G2320/0223		
代理人(译)	徐金国		
审查员(译)	杜昕		
优先权	1020140079255 2014-06-26 KR		
其他公开文献	CN105321455A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

一种用于补偿驱动元件的电特性变化的有机发光显示器，其在感测驱动元件的电特性变化时提供更短的感测时间和更高的感测精度。该有机发光显示器包括：具有多个像素的显示面板；栅极驱动电路，其在感测操作中产生与一个行感测开启(ON)时间相对应的感测栅极脉冲，并以行序方式顺序地将所述感测栅极脉冲提供给栅极线；数字驱动电路，其包括多个电流积分器和ADC，其中电流积分器对通过感测线输入的每个像素的驱动TFT的源极-漏极电流执行积分，ADC顺序地将电流积分器的输出数字化以输出数字感测值；以及对栅极驱动电路和数据驱动电路的操作进行控制的时序控制器。

