



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105321455 A

(43) 申请公布日 2016. 02. 10

(21) 申请号 201410770655. 7

(22) 申请日 2014. 12. 11

(30) 优先权数据

10-2014-0079255 2014. 06. 26 KR

(71) 申请人 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 3/32(2006. 01)

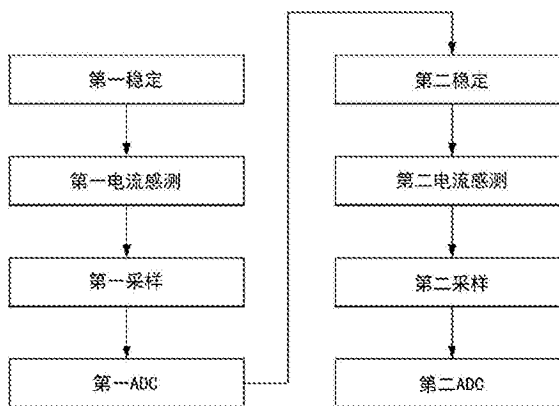
权利要求书1页 说明书10页 附图13页

(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;

数字驱动电路,其包括:多个 ADC,其在感测操作中产生感测数据电压并在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。

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 C_{st} 、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 V_{gs} 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 C_{st} 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 V_{data} 。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 C_{fb} 、以及连接到积分电容器 C_{fb} 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 I_{ds} 的倒相输入端(-)、用于接收参考电压 V_{pre} 的同相输入端(+)、以及用于输出积分值 V_{sen} 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 C_h ,其中该存储电容器 C_h 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 T_{init} 、感测周期 T_{sen} 以及采样周期 T_{sam} 在内的若干个周期中执行的。

[0057] 在初始化周期 T_{init} 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 T_{init} 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 V_{pre} 。

[0058] 在初始化周期 T_{init} 中,感测数据电压 $V_{data-SEN}$ 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

{(Vdata-SEN)-Vpre} 相对应的源极 - 漏极电流 I_{ds} 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 V_{pre} 。

[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 I_{ds1} 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 I_{ds2} 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 I_{ds1} 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 I_{ds2} 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 I_{ds1} 的预定区域或是与整个灰度级范围中具有高灰度电流 I_{ds2} 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 I_{ds1} 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 I_{ds2} 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 I_{ds1} 和 I_{ds2} ,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 I_{ds1} 和 I_{ds2} 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 V_{th} ,然后将阈值电压 V_{th} 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 V_{th} 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 V_{th} 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 I_{dsd1} 来推导作为两个值中的较大的一个的阈值电压变化 V_{th} , 并且能够基于第二源极 - 漏极电流 I_{ds2} 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。

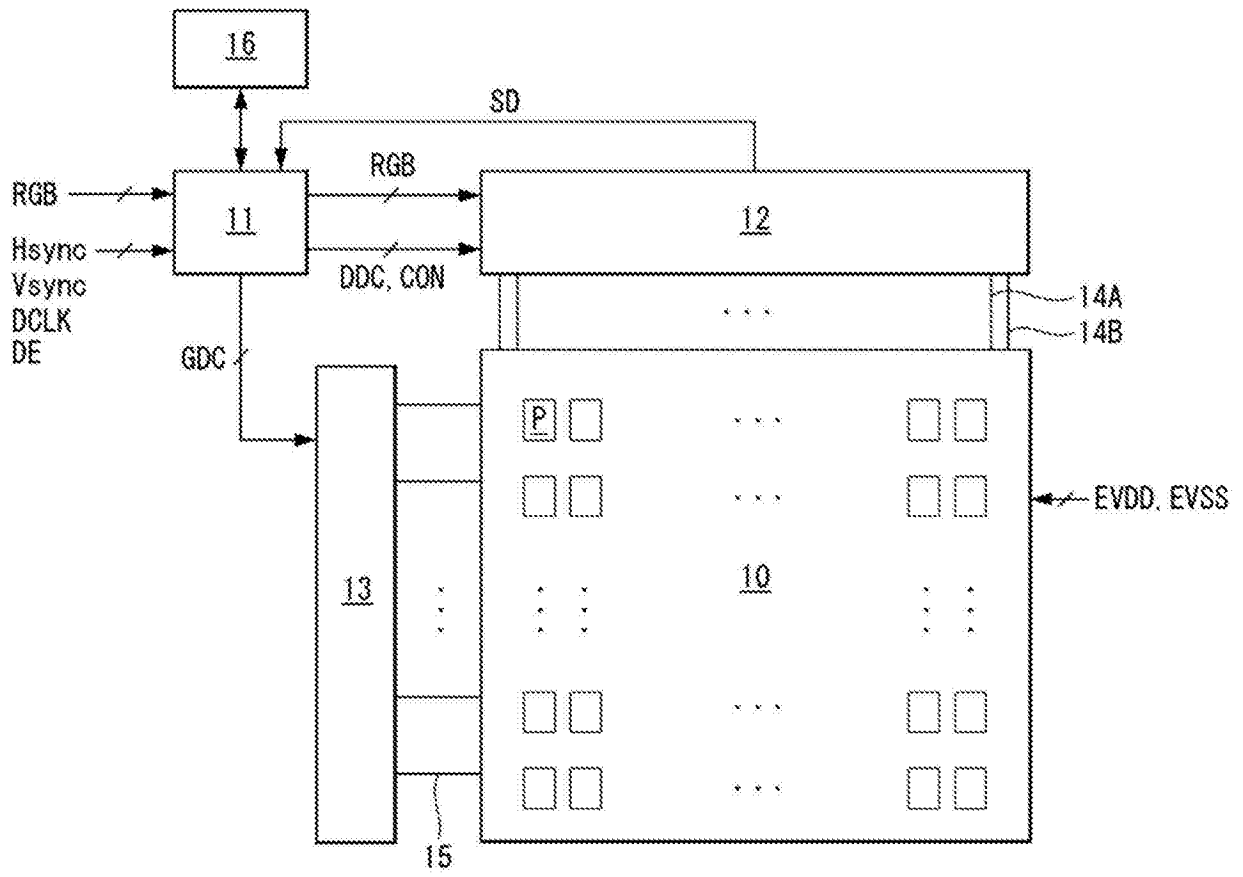


图 1

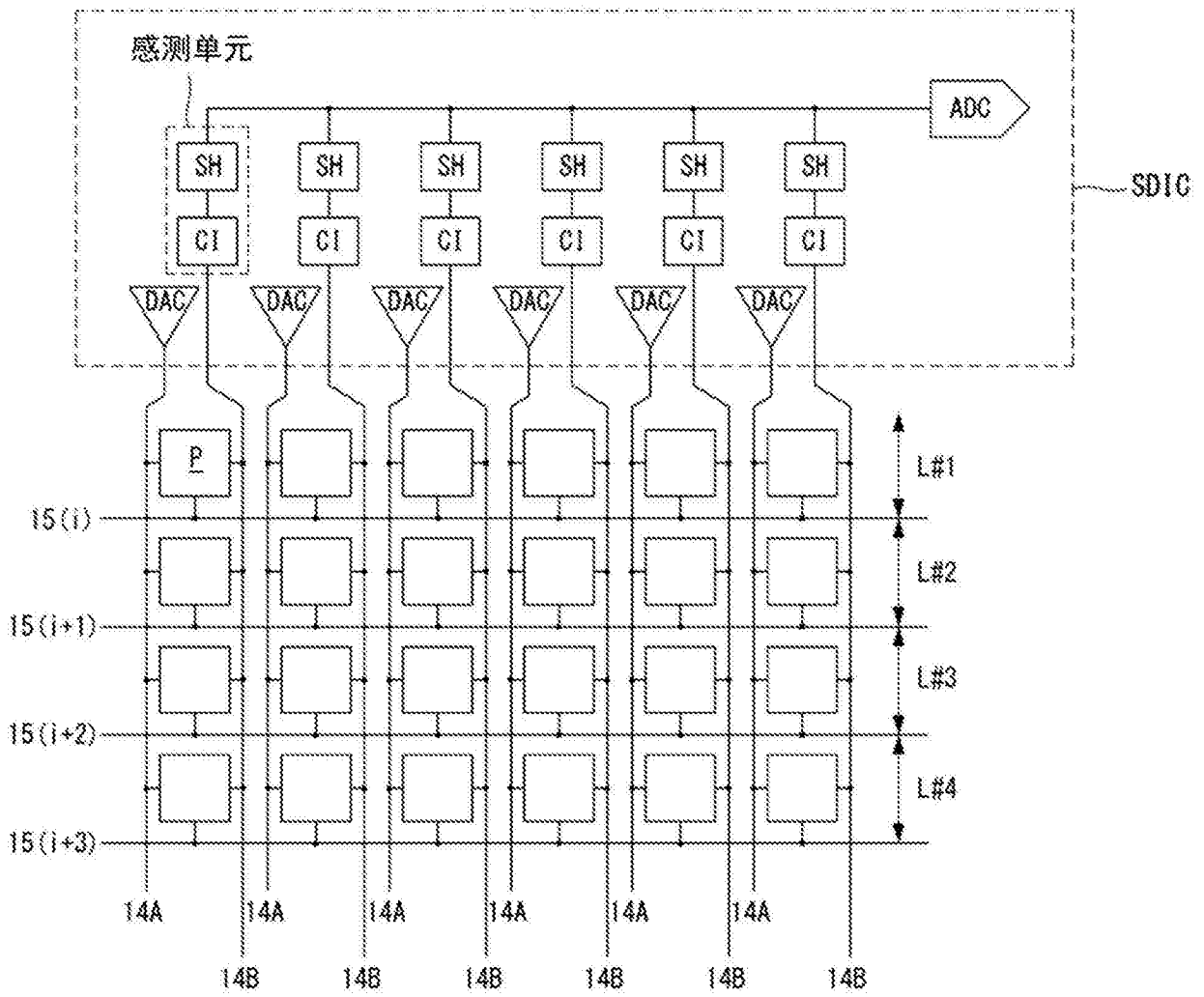


图 2

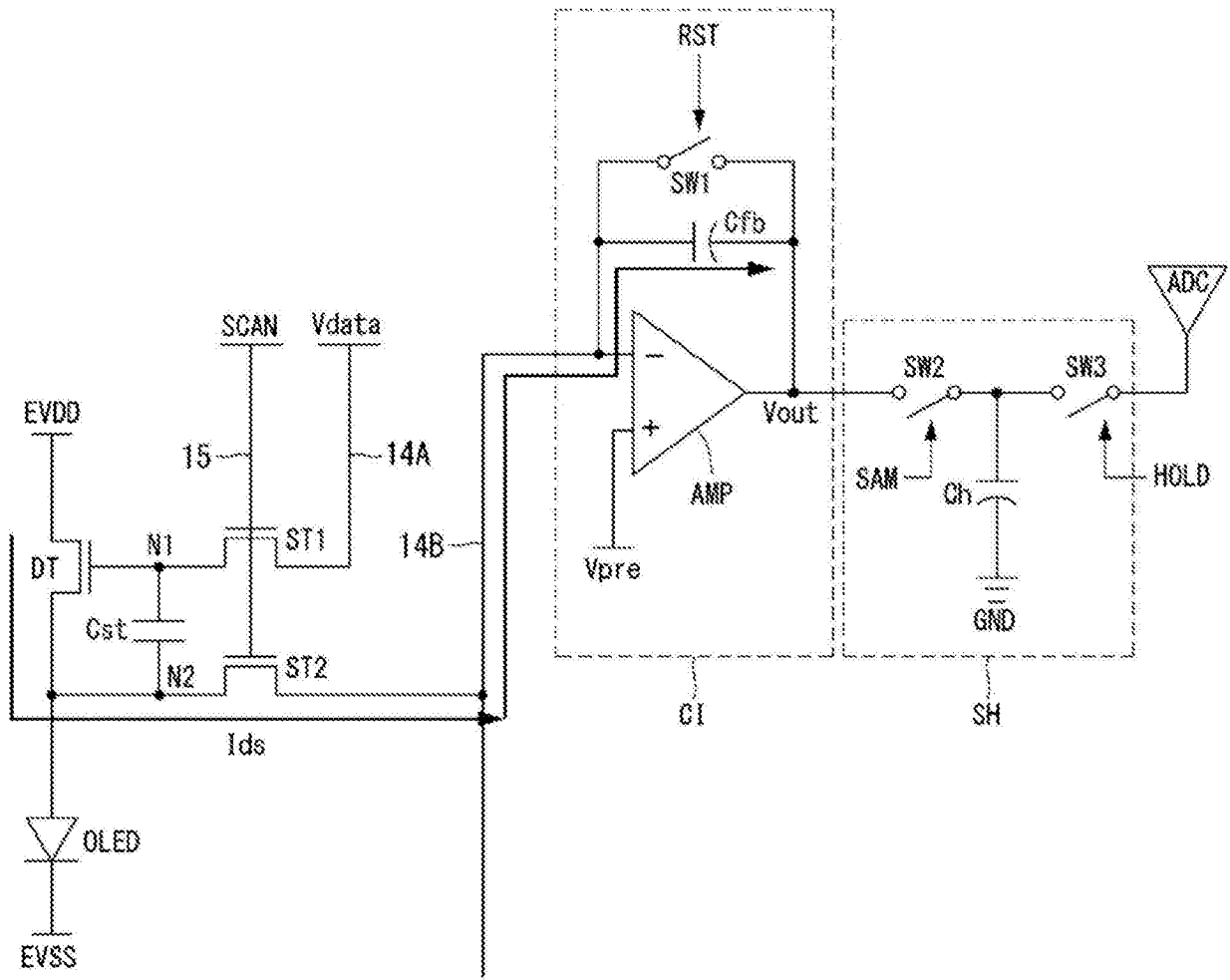


图 3

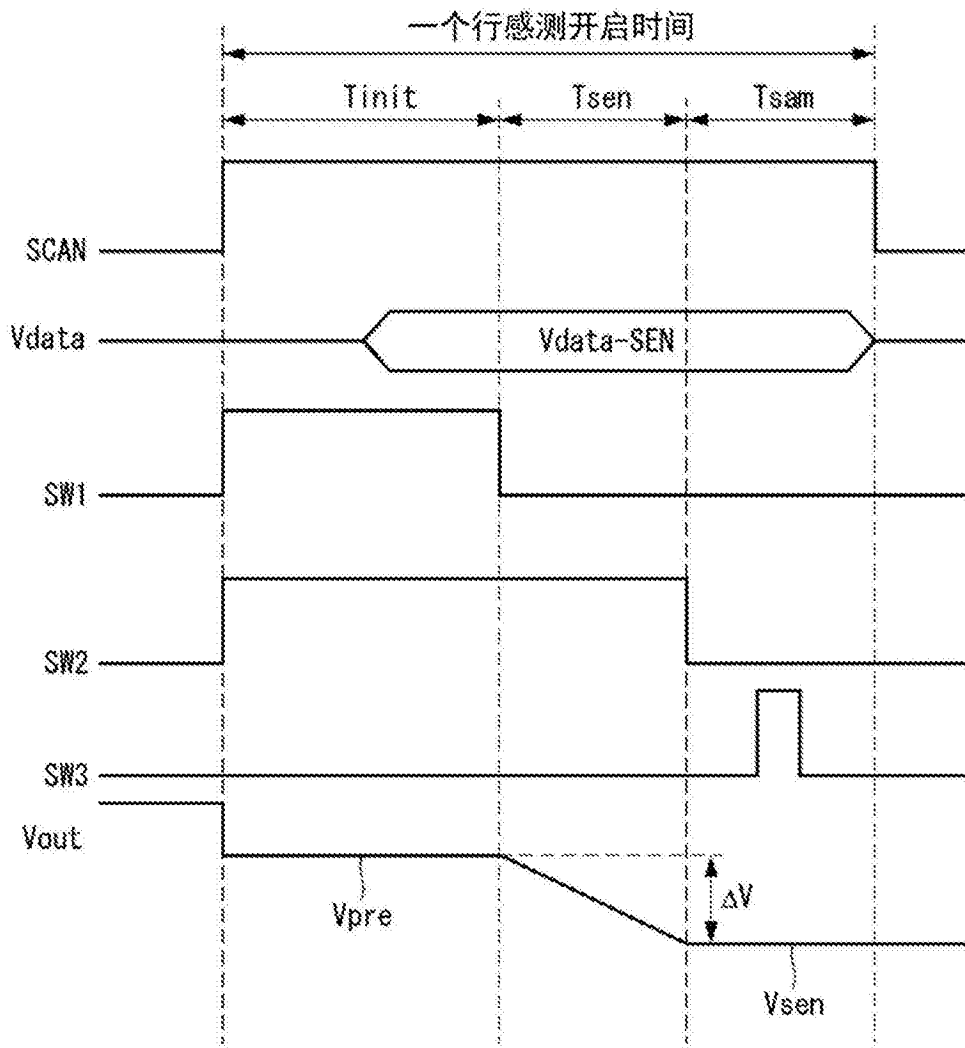


图 4

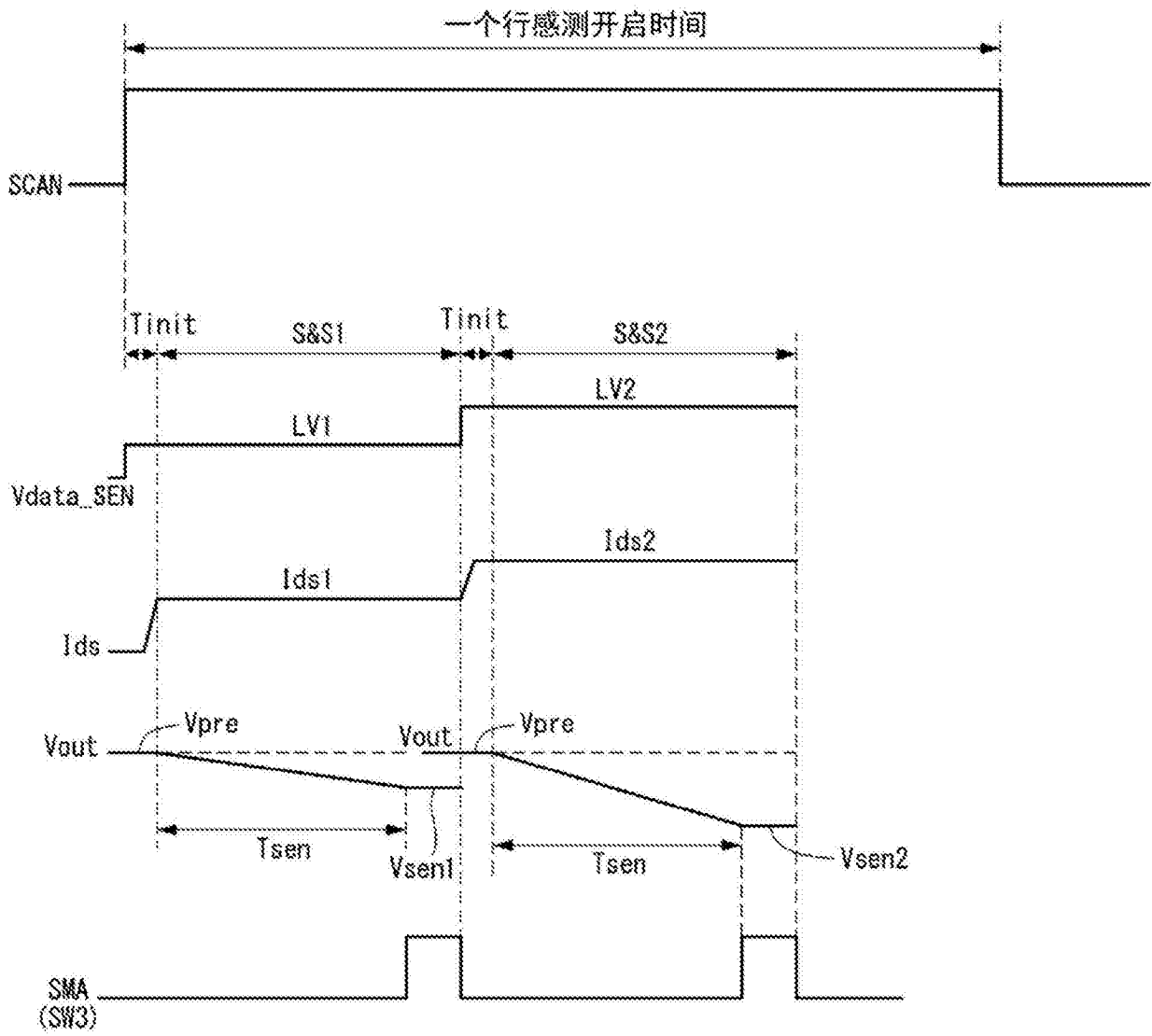


图 5

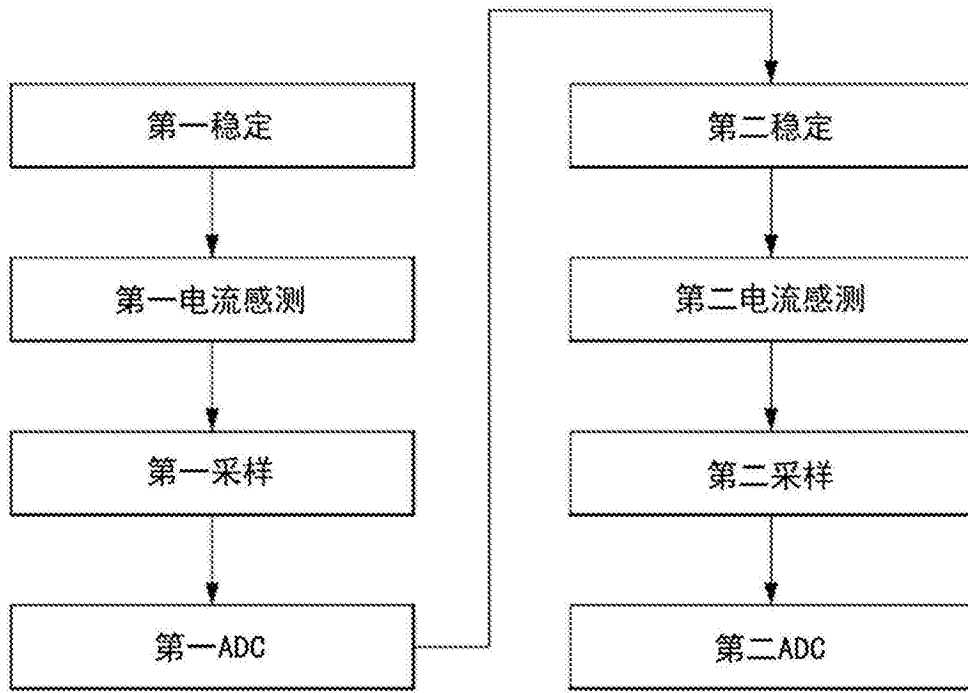


图 6

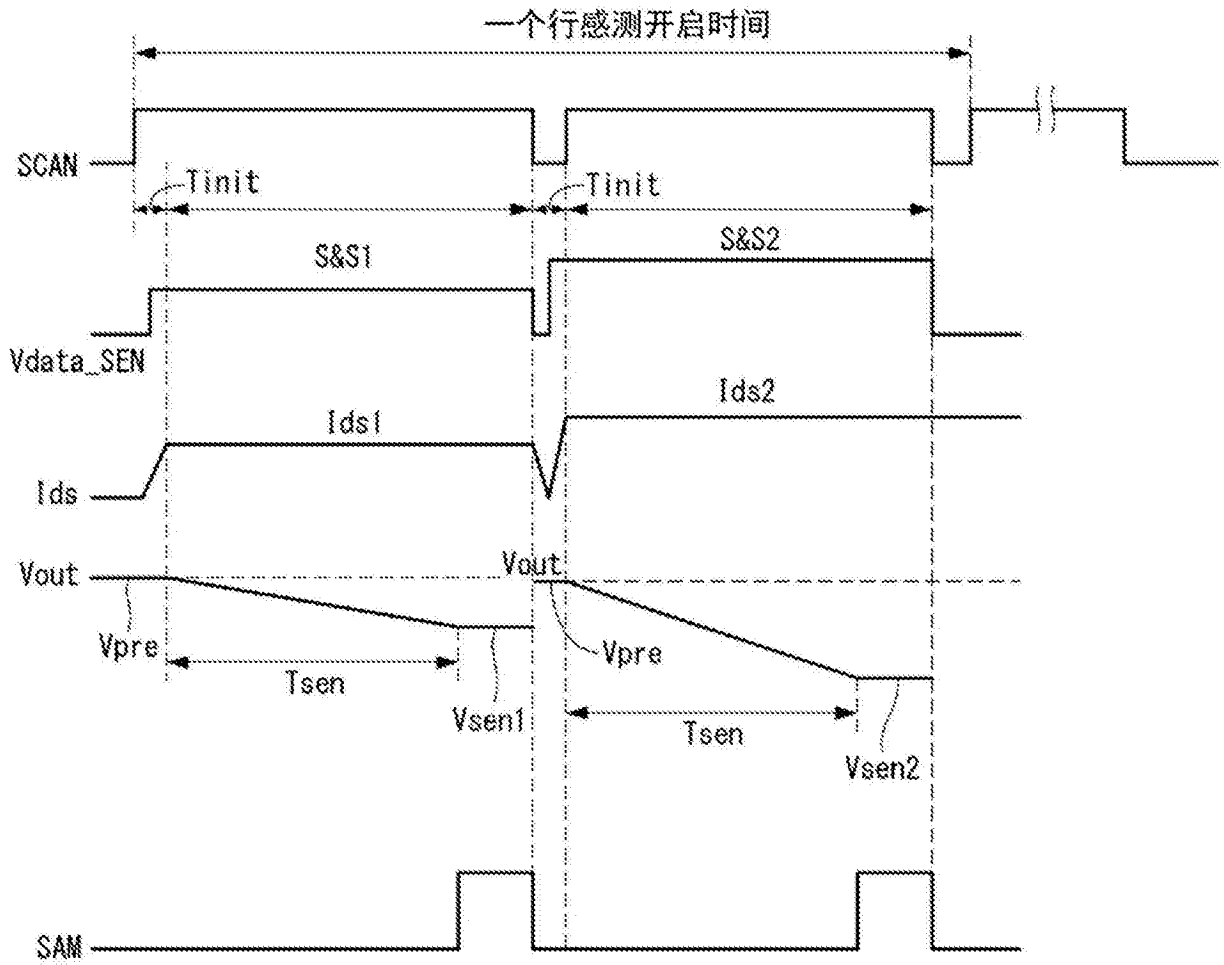


图 7

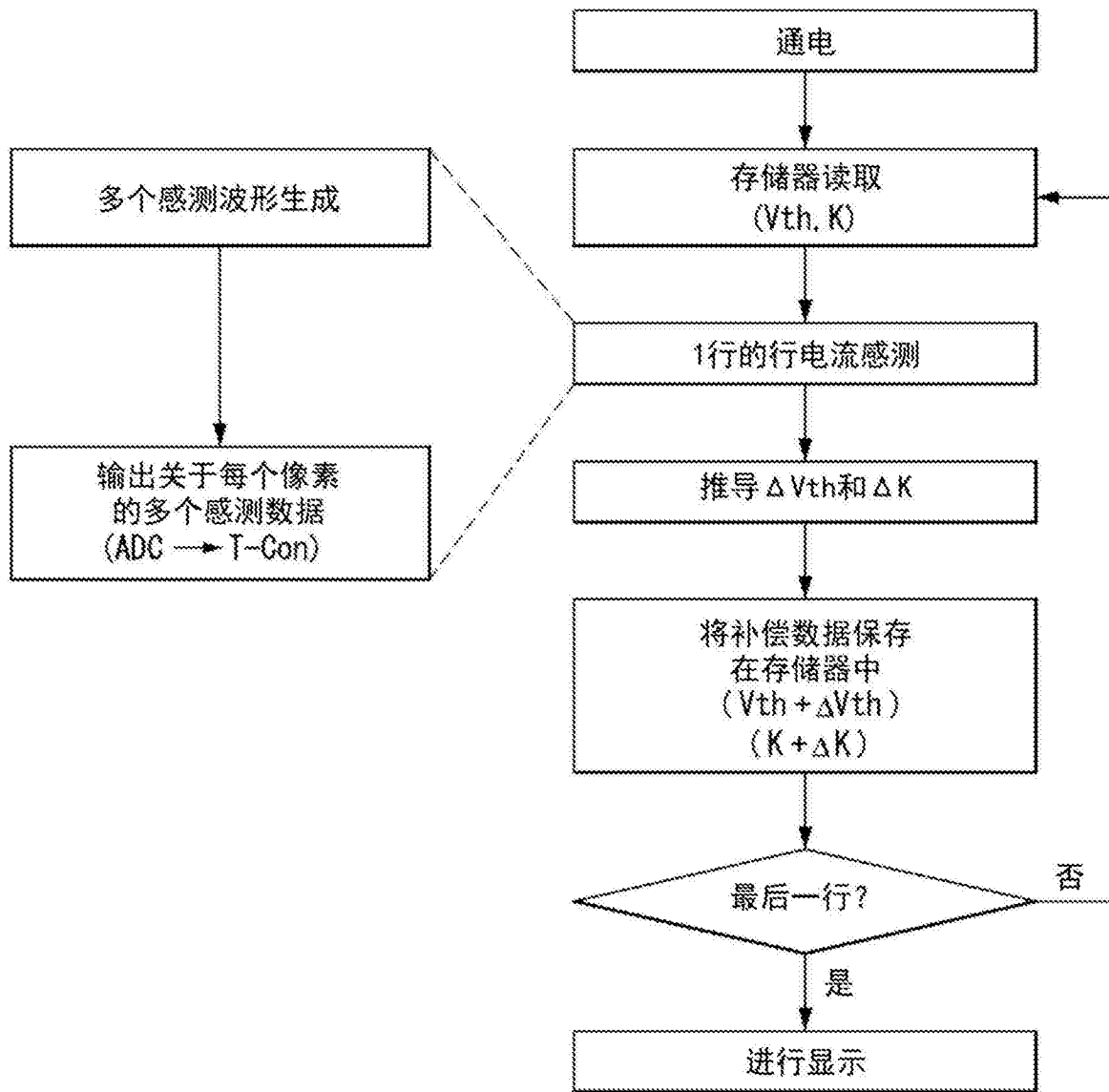


图 8

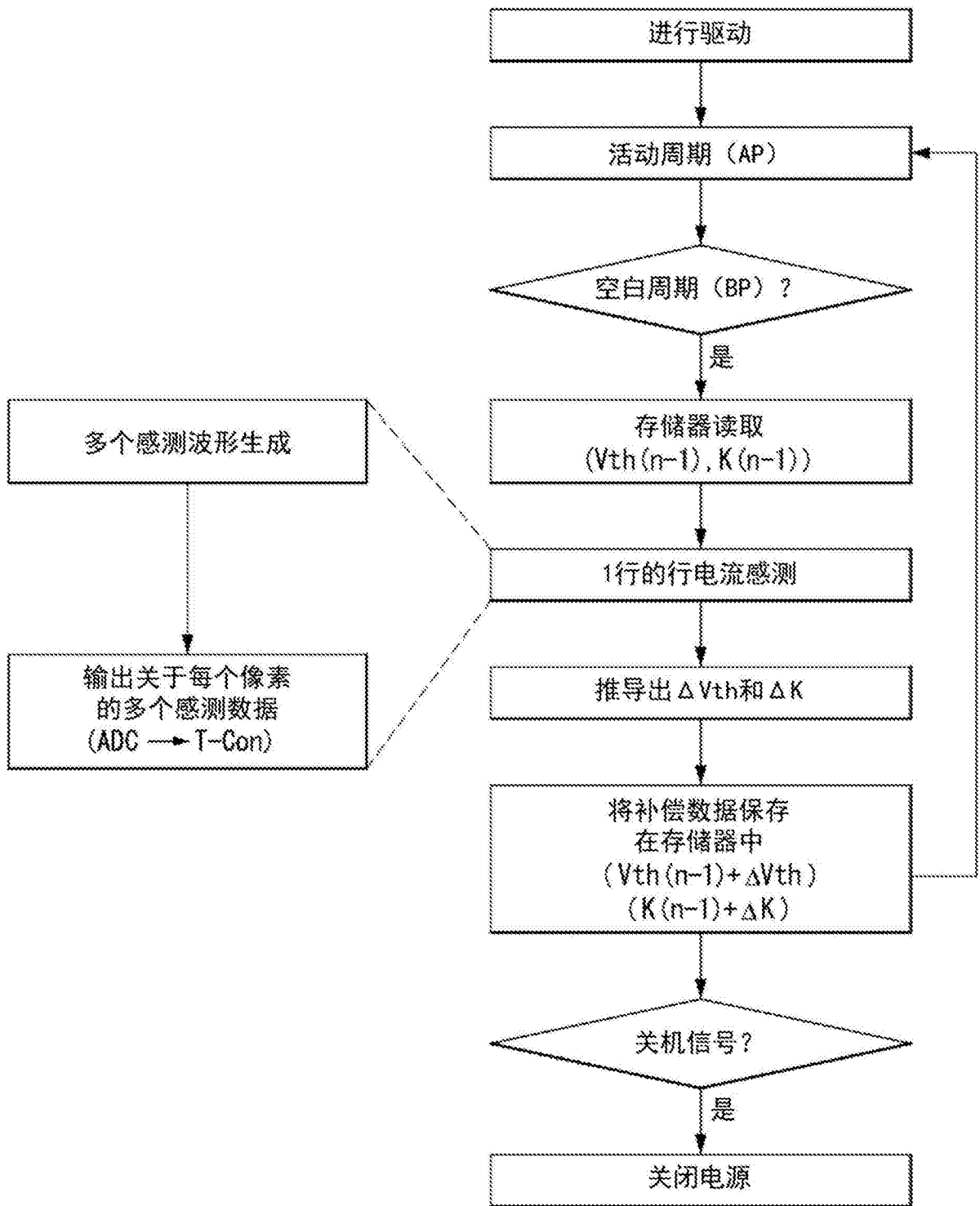


图 9

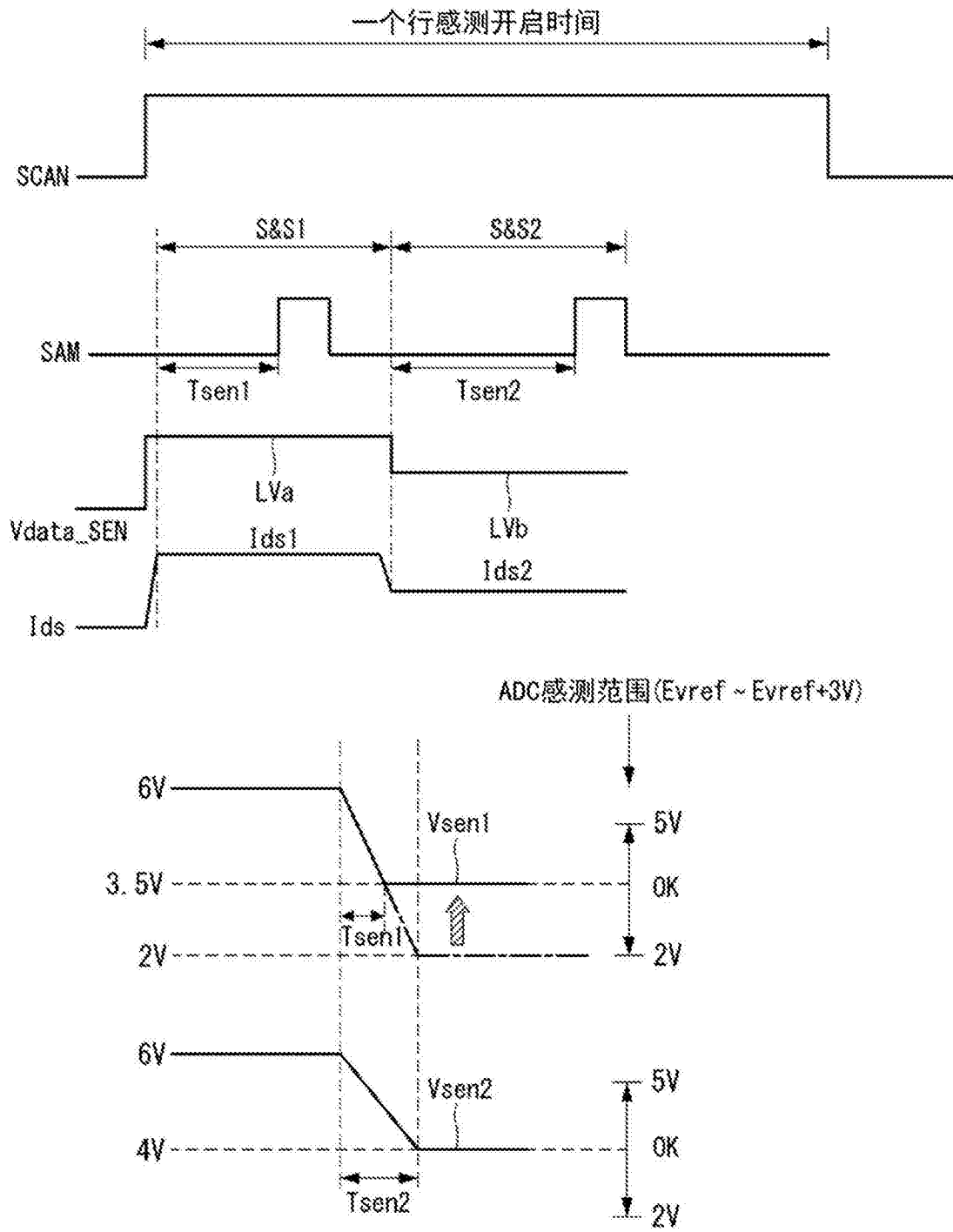


图 12

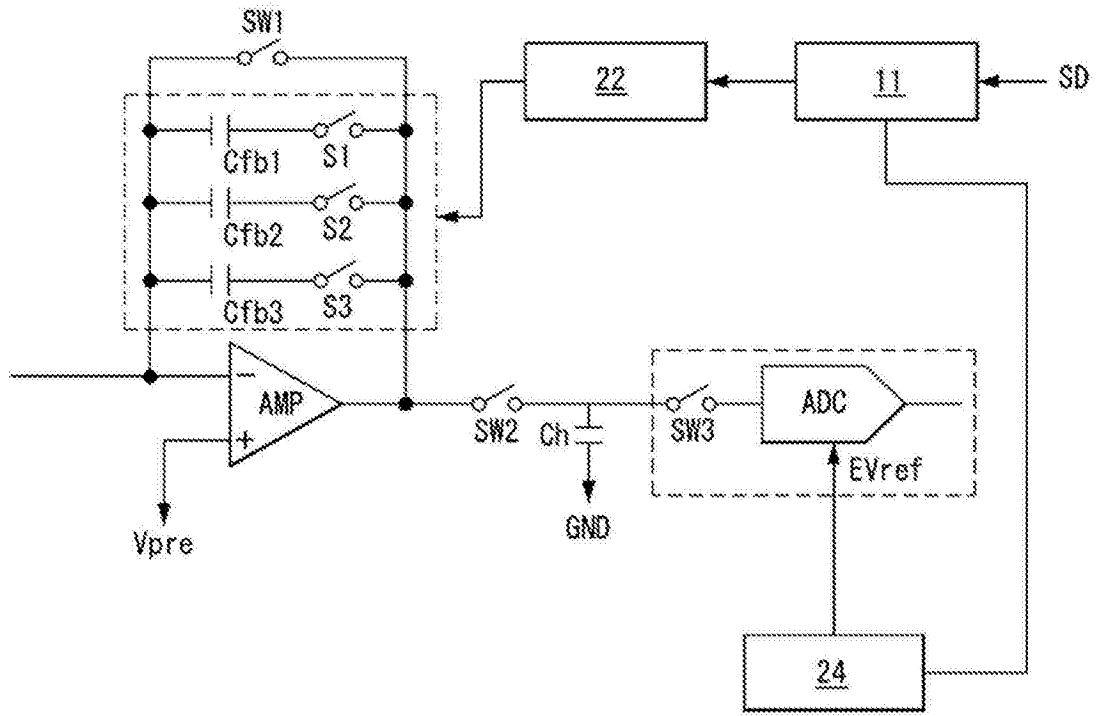


图 13

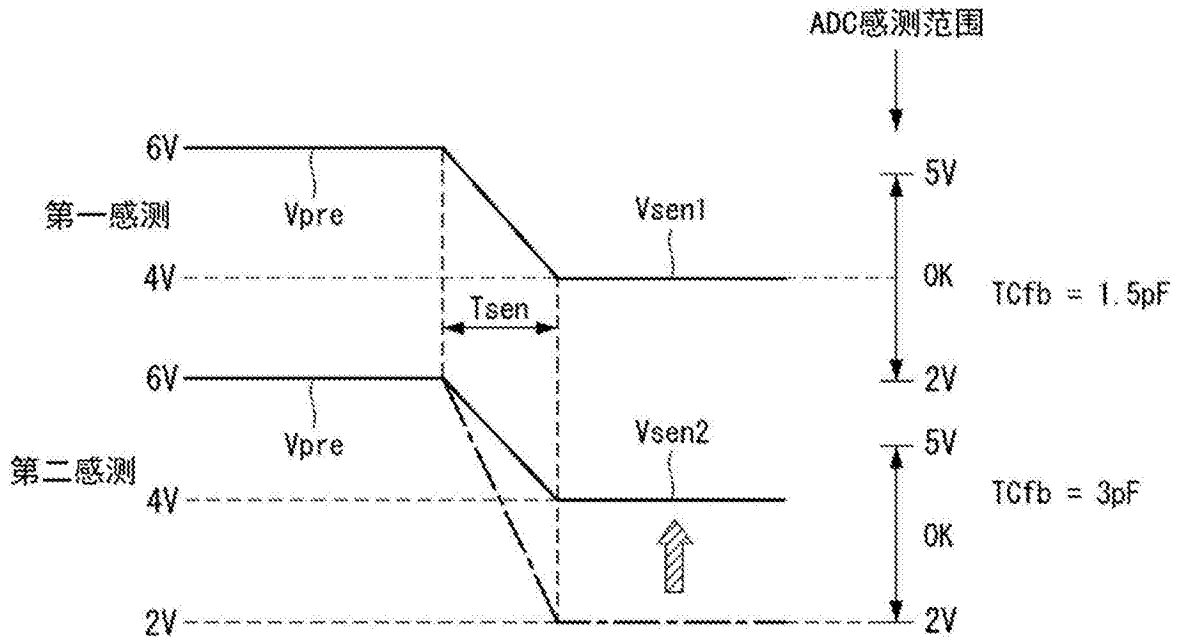


图 14

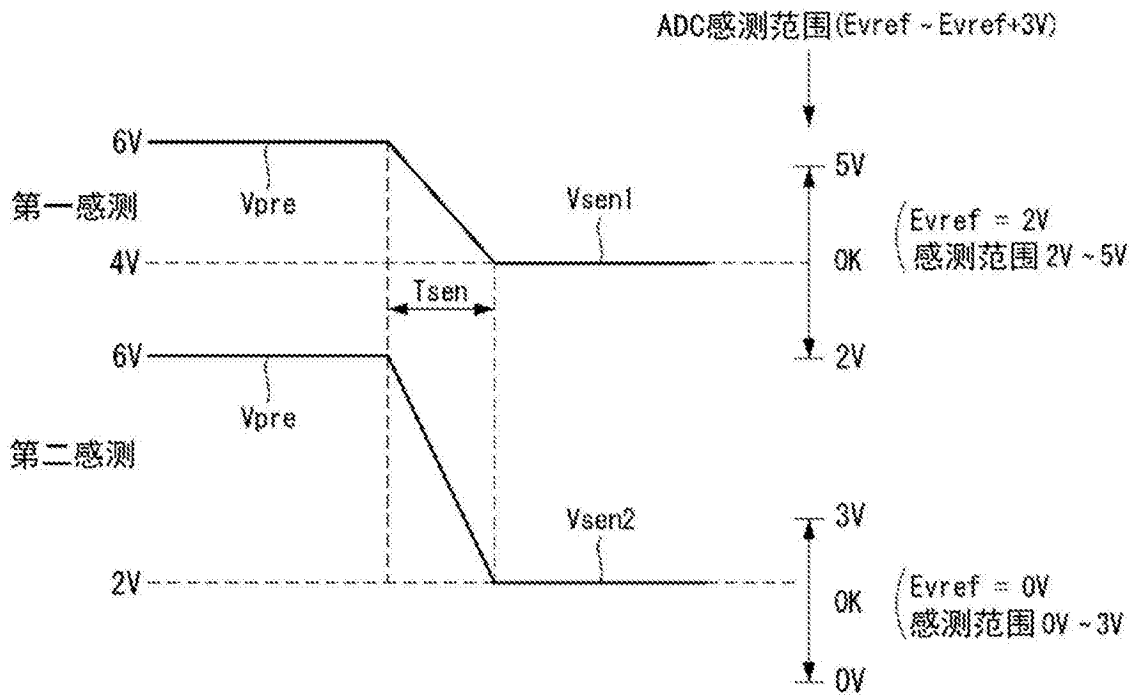


图 15

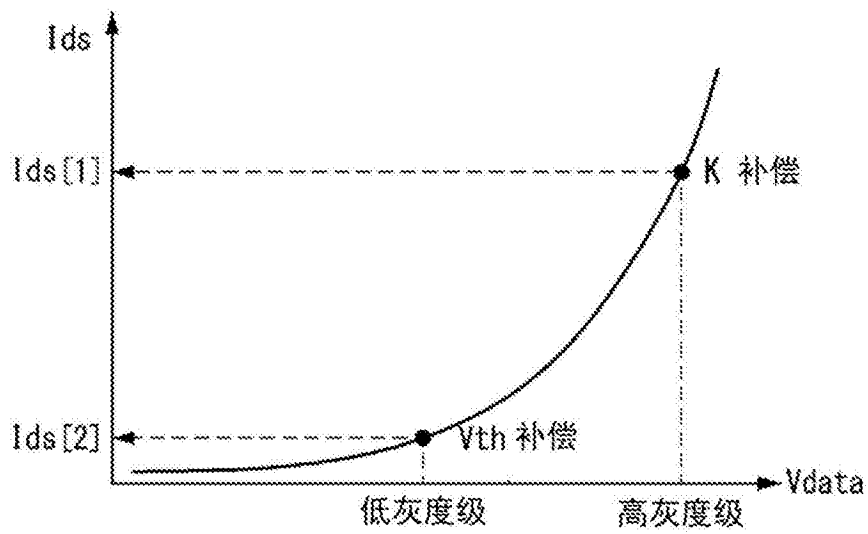


图 16

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	CN105321455A	公开(公告)日	2016-02-10
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	G09G3/32		
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		
优先权	1020140079255 2014-06-26 KR		
其他公开文献	CN105321455B		
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。

