



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106328062 A

(43)申请公布日 2017.01.11

(21)申请号 201610489564.5

(22)申请日 2016.06.28

(30)优先权数据

10-2015-0093654 2015.06.30 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

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 朱胜 穆云丽

(51)Int.Cl.

G09G 3/3258(2016.01)

G09G 3/3291(2016.01)

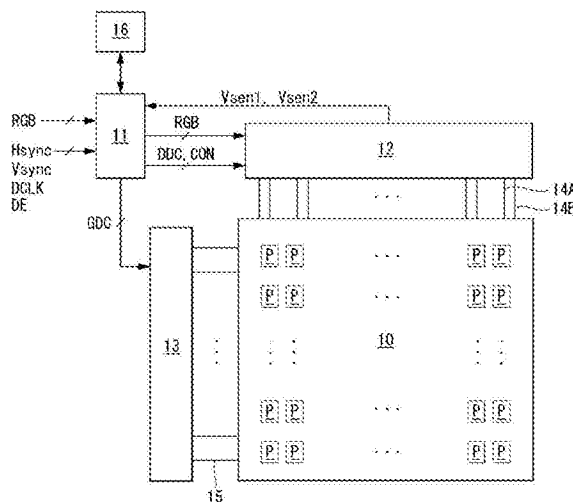
权利要求书2页 说明书9页 附图9页

(54)发明名称

感测驱动TFT的阈值电压的装置和方法

(57)摘要

公开了一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置和方法,使得通过减少感测时间来在实时操作期间感测驱动TFT的阈值电压的变化。通过在TFT在线性区域中进行快速感测来获得第一感测电压和第二感测电压,并且基于感测电压之间的感测比来获得驱动TFT的阈值电压的变化。因此,可以在垂直消隐间隔期间执行用于推导阈值电压的变化的多个处理,即,编程、源极节点重置、感测和采样。也就是说,可以在实时操作期间感测驱动TFT DT的阈值电压的变化,而不需要在通电或断电期间安排时间以便感测阈值电压变化,从而改进了补偿性能。



1. 一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置,所述有机发光显示器具有多个像素,所述多个像素中的每个像素均具有OLED以及用于控制所述OLED的发光量的驱动TFT,所述装置包括:

数据驱动电路,所述数据驱动电路在第一编程时段期间向所述驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第一数据电压,在第一感测时段期间获得所述驱动TFT的源极节点电压作为第一感测电压,其中,在所述第一感测时段中,所述驱动TFT的栅源电压被恒定地保持在高于所述驱动TFT的阈值电压的第一值,所述数据驱动电路在第二编程时段期间向所述驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第二数据电压,并且在第二感测时段期间获得所述驱动TFT的源极节点电压作为第二感测电压,其中,在所述第二感测时段中,所述驱动TFT的所述栅源电压被恒定地保持在高于所述驱动TFT的所述阈值电压的第二值;以及

定时控制器,所述定时控制器基于所述第一感测电压与所述第二感测电压之间的比率来计算感测比,通过将所述感测比与预设的初始感测比进行比较来计算感测比变化,并且然后基于所述感测比变化来获得所述驱动TFT的所述阈值电压的变化。

2. 根据权利要求1所述的装置,其中,所述第一编程时段和所述第一感测时段包括在第一补偿时段中,以及所述第二编程时段和所述第二感测时段包括在第二补偿时段中,以及所述第一补偿时段和所述第二补偿时段置于垂直消隐间隔中,并且所述垂直消隐间隔是用于图像显示的有效间隔之间的时间,

其中,在所述垂直消隐间隔期间不写入用于图像显示的数据。

3. 根据权利要求2所述的装置,其中,所述第一补偿时段和所述第二补偿时段连续地布置在同一垂直消隐间隔中。

4. 根据权利要求2所述的装置,其中,所述第一补偿时段和所述第二补偿时段分开置于不同的垂直消隐间隔中。

5. 根据权利要求1所述的装置,其中,所述数据驱动电路在所述第一编程时段与所述第一感测时段之间的第一初始时段期间将基准电压提供至所述驱动TFT的源极节点,并且在所述第二编程时段与所述第二感测时段之间的第二初始时段期间将所述基准电压提供至所述驱动TFT的源极节点。

6. 根据权利要求1所述的装置,还包括栅极驱动电路,所述栅极驱动电路生成扫描控制信号和感测控制信号,

其中,每个像素还包括:第一开关TFT,所述第一开关TFT响应于所述扫描控制信号而接通,以将连接至所述数据驱动电路的数据线连接至所述驱动TFT的栅极节点;第二开关TFT,所述第二开关TFT响应于所述感测控制信号而接通,以将所述驱动TFT的源极节点与连接至所述数据驱动电路中的感测单元的感测线相连;以及存储电容器,所述存储电容器连接在所述驱动TFT的栅极节点与源极节点之间,

所述感测单元包括:基准电压控制开关,所述基准电压控制开关响应于基准电压控制信号而接通,以连接基准电压输入端子与所述感测线;以及采样控制开关,所述采样控制开关响应于采样控制信号而接通,以连接所述感测线与采样保持电路,以及

在所述第一编程时段和所述第二编程时段期间以导通电平施加所述扫描控制信号,在所述第一编程时段和所述第二编程时段、所述第一初始时段和所述第二初始时段以及所述第一感测时段和所述第二感测时段期间以导通电平施加所述感测控制信号,在所述第一编

程时段和所述第二编程时段以及所述第一初始时段和所述第二初始时段期间以导通电平施加所述基准控制信号,以及在所述第一感测时段之后的第一采样时段以及所述第二感测时段之后的第二采样时段期间以导通电平施加所述采样控制信号。

7.一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的方法,所述有机发光显示器具有多个像素,所述多个像素中的每个像素均具有OLED以及用于控制所述OLED的发光量的驱动TFT,所述方法包括:

在第一编程时段期间向所述驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第一数据电压,以及在第一感测时段期间获得所述驱动TFT的源极节点电压作为第一感测电压,其中,在所述第一感测时段中,所述驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于所述驱动TFT的阈值电压的第一值;

在第二编程时段期间向所述驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第二数据电压,并且在第二感测时段期间获得所述驱动TFT的源极节点电压作为第二感测电压,其中,在所述第二感测时段中,所述驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于所述驱动TFT的阈值电压的第二值;以及

基于所述第一感测电压与所述第二感测电压之间的比率来计算感测比,通过将所述感测比与预设的初始感测比进行比较来计算感测比变化,并且然后基于所述感测比变化来获得所述驱动TFT的阈值电压的变化。

8.根据权利要求7所述的方法,其中,所述第一编程时段和所述第一感测时段包括在第一补偿时段中,以及所述第二编程时段和所述第二感测时段包括在第二补偿时段中,以及

所述第一补偿时段和所述第二补偿时段置于垂直消隐间隔中,并且所述垂直消隐间隔是用于图像显示的有效间隔之间的时间,

其中,在所述垂直消隐间隔期间不写入用于图像显示的数据。

9.根据权利要求8所述的方法,其中,所述第一补偿时段和所述第二补偿时段连续地置于同一垂直消隐间隔中。

10.根据权利要求8的方法,其中,所述第一补偿时段和所述第二补偿时段分开置于不同的垂直消隐间隔中。

11.根据权利要求7所述的方法,还包括:在所述第一编程时段与所述第一感测时段之间的第一初始时段期间将基准电压提供至所述驱动TFT的源极节点,以及在所述第二编程时段与所述第二感测时段之间的第二初始时段期间将所述基准电压提供至所述驱动TFT的源极节点。

感测驱动TFT的阈值电压的装置和方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种有机发光显示器,更具体地,涉及一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置和方法。

背景技术

[0002] 有源矩阵有机发光显示器包括自发光的有机发光二极管OLED,并且具有响应时间快、发光效率高、亮度高以及视角宽的优点。

[0003] 作为自发光器件的OLED包括:阳极和阴极、以及在阳极和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和电子注入层EIL。当工作电压被施加到阳极和阴极时,穿过空穴传输层HTL的空穴和穿过电子传输层ETL的电子移动到发光层EML,从而形成激子。其结果是,发光层EML产生可见光。

[0004] 在有机发光二极管显示器中,每个均包括有机发光二极管的像素被布置成矩阵,并且基于视频数据的灰度级来调整像素的亮度。每个单独像素包括控制流过OLED的驱动电流的驱动TFT(薄膜晶体管)。由于工艺条件、驱动环境等,驱动TFT的电气特性如阈值电压、迁移率等可能因像素的不同而变化。驱动TFT的电气特性的这种变化造成像素之间的亮度差。作为这个问题的解决方案,已知如下技术:感测每个像素的驱动TFT的特性参数(阈值电压、迁移率等),并且基于感测结果来校正图像数据。

[0005] 在现有技术中,如图1所示,根据源极跟随器方法来操作驱动TFT DT,然后在流过驱动TFT DT的电流使驱动TFT DT的栅源电压 V_{gs} 达到饱和状态的时间 t_a 处,将驱动TFT DT的源极节点电压 V_s 检测为感测电压 V_{sen} ,以感测驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的变化。然而,使驱动TFT DT的栅源电压 V_{gs} 达到驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 需要很长一段时间。因此,在现有技术中,不可能在实时操作期间感测驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的变化。

发明内容

[0006] 因此,本发明涉及一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置和方法,使得通过减少感测时间来在实时操作期间感测驱动TFT的阈值电压的变化。

[0007] 本发明的示范性实施方式提供了一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置,该有机发光显示器具有多个像素,每个像素均具有OLED以及用于控制OLED的发光量的驱动TFT,该装置包括:数据驱动电路;以及定时控制器。数据驱动电路在第一编程时段期间向驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第一数据电压,在第一感测时段期间获得驱动TFT的源极节点电压作为第一感测电压,其中,在第一感测时段中,驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于驱动TFT的阈值电压的第一值;数据驱动电路在第二编程时段期间向驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第二数据电压,并且在第二感测时段期间获得驱动TFT的源极节点电压作为第二感测电压,其中,在第二感测时段中,驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于驱动TFT的阈值电压的第二值。定时控制器基于第一感测电压与第二感测

电压之间的比率来计算感测比,通过将感测比与预设的初始感测比进行比较来计算感测比变化,然后基于感测比变化来获得驱动TFT的阈值电压的变化。

[0008] 本发明的另一示例性实施方式提供了一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的方法,该有机发光显示器具有多个像素,每个像素均具有OLED以及用于控制OLED的发光量的驱动TFT,该方法包括:在第一编程时段期间向驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第一数据电压,以及在第一感测时段期间获得驱动TFT的源极节点电压作为第一感测电压,其中,在第一感测时段中,驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于驱动TFT的阈值电压的第一值;在第二编程时段期间向驱动TFT的栅极节点施加用于感测的第二数据电压,并且在第二感测时段期间获得驱动TFT的源极节点电压作为第二感测电压,其中,在第二感测时段中驱动TFT的栅源电压恒定地保持在高于驱动TFT的阈值电压的第二值;以及基于第一感测电压与第二感测电压之间的比率来计算感测比,通过将感测比与预设的初始感测比进行比较来计算感测比的变化,然后基于感测比的变化来获得驱动TFT的阈值电压的变化。

附图说明

[0009] 包括附图以提供对本发明的进一步的理解,并且附图被并入本说明书中且构成本说明书的一部分,附图示出了本发明的实施方式,并且附图与描述一起用于说明本发明的原理。在附图中:

[0010] 图1是示出了用于根据源极跟随器方法来感测驱动TFT的阈值电压的现有技术的图;

[0011] 图2是示意性地示出了根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器的图;

[0012] 图3是示出了像素阵列和数据驱动器IC的配置的示例的图;

[0013] 图4是示出了基于感测比来推导驱动TFT的阈值电压的变化的原理的图;

[0014] 图5是示出了根据本发明的示例性实施方式的像素和感测单元的详细配置的电路图;

[0015] 图6是示出了根据本发明的示例性实施方式的对驱动TFT的迁移率的变化补偿的波形图;

[0016] 图7A和图7B是示出了根据本发明的示例性实施方式的用于感测驱动TFT的阈值电压的变化的处理的波形图;

[0017] 图8是示出了驱动TFT的阈值电压的变化表现为TFT线性区域中的曲线之间的斜率差的图;

[0018] 图9示出了根据本发明的示例性实施方式的用于感测驱动TFT的阈值电压的变化方法;以及

[0019] 图10示出了一帧中的在其期间对驱动TFT的阈值电压的变化进行感测的垂直消隐间隔。

具体实施方式

[0020] 在下文中,将参照附图对本发明的示例性实施方式进行详细描述。在整个说明书中,相同的附图标记指代相同的元件。在描述本发明的过程中,当认为对已知的功能或配置

的详细描述可能不必要地使本发明的主题模糊时,将省略详细描述。

[0021] 图2是示意性地示出了根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器的图。图3是示出了像素阵列和数据驱动器IC的配置的示例的图。图4是示出了基于感测比来推导驱动TFT的阈值电压的变化的原理的图。

[0022] 参照图2和图3,根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器可以包括显示面板10、定时控制器11、数据驱动电路12、栅极驱动电路13和存储器16。

[0023] 多条数据线14A和感测线14B与多条栅极线15在显示面板10上彼此相交,并且像素P以矩阵布置在交叉点处。栅极线15包括被顺序供给扫描控制信号(图5的SCAN)的多条第一栅极线15A以及被顺序供给感测控制信号(图5的SEN)的多条第二栅极线15B。

[0024] 每个像素P可以连接至数据线14A中任何之一、感测线14B中任何之一、第一栅极线15A中任何之一以及第二栅极线15B中任何之一。每个像素P可以响应于通过第一栅极线15A输入的扫描控制信号SCAN而连接至数据线14A,并且可以响应于通过第二栅极线15B输入的感测控制信号SEN而连接至感测线14B。

[0025] 从发电机(未示出)向每个像素P提供高电平工作电压ELVD和低电平工作电压ELVSS。本发明的每个像素P可以包括OLED以及驱动该OLED的驱动TFT。驱动TFT可以被实现为p型或n型。此外,驱动TFT的半导体层可包括非晶硅、多晶硅或氧化物。

[0026] 每个像素P显示图像,并且可以在用于内部补偿驱动TFT的迁移率变化的图像显示操作中以及在用于感测和补偿驱动TFT的阈值电压变化的补偿操作中不同地工作。可以在通电或断电期间的预定时间内执行本发明的补偿操作。特别地,本发明的补偿操作可以通过后面将描述的方法来减少感测驱动TFT的阈值电压变化所花费的时间。因此,可以在实时操作(即,图像显示操作)的垂直消隐间隔期间感测驱动TFT的阈值电压变化。

[0027] 图像显示操作和补偿操作可以在定时控制器11的控制下、取决于数据驱动电路12和栅极驱动电路13的操作来实现。

[0028] 数据驱动电路12包括至少一个数据驱动器IC(集成电路)SDIC。数据驱动器IC(SDIC)可以包括连接至数据线14A的多个数模转换器(下文中,DAC)121、连接至感测线14B的多个感测单元122、选择性地感测单元122连接至模数转换器(下文中,ADC)的MUX 123以及生成选择控制信号并且顺序地接通MUX 123中的开关SS1至SSk的移位寄存器124。

[0029] 在补偿操作中,在定时控制器11的控制下,DAC生成用于感测的数据电压并且将该数据电压提供至数据线14A。在图像显示操作中,在定时控制器11的控制下,DAC生成用于图像显示的数据电压并且将该数据电压提供至数据线14A。

[0030] 感测单元SU#1至SU#k可以一对一地连接至感测线14B。在定时控制器11的控制下,感测单元SU#1至SU#k可以向感测线14B提供基准电压,或者读取存储在感测线14B中的感测电压并且将该感测电压供应至ADC。

[0031] ADC将通过MUX 123选择性地输入的感测电压转换成数字值,并且将该数字值传送至定时控制器11。

[0032] 栅极驱动电路13可以在定时控制器11的控制下生成与图像显示操作或补偿操作对应的扫描控制信号,然后将该扫描控制信号逐条线地提供至第一栅极线15A。栅极驱动电路13在定时控制器11的控制下生成与图像显示操作或补偿操作对应的感测控制信号,然后将该感测控制信号逐条线地提供至第二栅极线15B。

[0033] 定时控制器11基于定时信号(诸如垂直同步信号Vsync、水平同步信号Hsync、点时钟信号DCLK和数据使能信号DE)来生成用于控制数据驱动电路12的操作定时的数据控制信号DDC以及用于控制栅极驱动电路13的操作定时的栅极控制信号GDC。定时控制器11可以基于预定基准信号(驱动电力使能信号、垂直同步信号、数据使能信号等)将图像显示操作与补偿操作进行区分,并且生成与图像显示操作和补偿操作中的每个对应的数据控制信号DDC和栅极控制信号GDC。此外,定时控制器11可以进一步生成相关的开关控制信号CON(包括图5中的PRE和SAM),以针对图像显示操作和补偿操作来操作每个感测单元SU#1至SU#K中的内部开关。

[0034] 如图4所示,定时控制器11通过针对每个像素感测驱动TFT的阈值电压的变化两次来获得第一感测电压Vsen1和第二感测电压Vsen2,并且基于第一感测电压Vsen1与第二感测电压Vsen2之间的感测比VSR来获得驱动TFT的阈值电压的变化。在图4中,Vsen1_init指示当施加用于感测的第一数据电压时的第一初始感测电压,Vsen2_init指示当施加用于感测的第二数据电压时的第二初始感测电压。VSRinit是初始感测比,该初始感测比等于第一初始感测电压Vsen1_init除以第二初始感测电压Vsen2_init。初始感测比VSRinit可以取决于产品型号和规格而变化,并且在产品发布时被预设并且存储在显示装置的内部存储器中。

[0035] 在本发明中,当驱动TFT的阈值电压由于驱动应力而变化时,不同的感测数据电压被施加至每个像素,并且在驱动TFT的栅源电压高于驱动TFT的阈值电压时,获得驱动TFT的源极节点电压作为第一感测电压和第二感测电压。第一感测电压和第二感测电压包括驱动TFT的迁移率的变化以及驱动TFT的阈值电压的变化。因此,在本发明中,通过计算第一感测电压与第二感测电压之间的感测比,通常包括在第一感测电压和第二感测电压中的驱动TFT的迁移率的变化可以被抵消,并且可以获得仅驱动TFT的阈值电压的变化。传统上,在驱动TFT的栅源电压在驱动TFT的阈值电压处饱和的定时感测驱动TFT的源极节点电压。这意味着感测需要很长时间,从而使得无法在图像显示操作的垂直消隐间隔期间感测驱动TFT的阈值电压的变化。然而,如果在驱动TFT的栅源电压高于驱动TFT的阈值电压时感测已完成,则如在本发明中,即使完成了两次感测,感测所花费的总时间也减小至现有技术的1/10。因此,可以在图像显示操作的垂直消隐间隔期间充分感测驱动TFT的阈值电压的变化。

[0036] 在补偿操作中,定时控制器11基于第一感测电压和第二感测电压之间的比率来计算第n感测比(n是正整数),通过将第n感测比与预设的初始感测比进行比较来计算感测比的变化,然后基于感测比的变化来获得阈值电压的变化。定时控制器11可以基于所获得的阈值电压变化来适当地更新存储在存储器16中的第(n-1)补偿值。

[0037] 在补偿操作中,定时控制器11可以将与用于感测的第一数据电压和第二数据电压对应的第一补偿数据和第二补偿数据传送至数据驱动电路12。此处,第一补偿数据和第二补偿数据反映了在先前感测时段中感测的驱动TFT的阈值电压的变化。在图像显示操作中,定时控制器11可以传送与图像显示数据电压对应的图像数据RGB。此处,可以对图像数据RGB进行调制,以补偿在先前感测时段中感测的驱动TFT的阈值电压的变化。

[0038] 图5示出了根据本发明的示例性实施方式的像素和感测单元的详细配置。图6示出了根据本发明的示例性实施方式的对驱动TFT的迁移率的变化补偿。图7A和图7B示出了根据本发明的示例性实施方式的用于感测驱动TFT的阈值电压的变化的处理。图8示出了驱

动TFT的阈值电压的变化表现为TFT线性区域中的曲线之间的斜率差。

[0039] 参照图5,本发明的像素P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和第二开关TFT ST2。

[0040] OLED包括连接至源极节点Ns的阳极、连接至低电平工作电压EVSS的输入端子的阴极、以及位于阳极和阴极之间的有机化合物层。

[0041] 驱动TFT DT基于栅源电压Vgs来控制输入至OLED中的电流量。驱动TFT DT包括连接至栅极节点Ng的栅极电极、连接至高电平工作电压EVDD的输入端子的漏极电极、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和源极节点Ns之间,以保持驱动TFT DT的栅源电压Vgs。第一开关TFT ST1响应于扫描信号SCAN将数据线14A上的感测数据电压Vdata施加至栅极节点Ng。第一开关TFT ST1包括连接至第一栅极线15A的栅极电极、连接至数据线14A的漏极电极以及连接至栅极节点Ng的源极电极。第二开关TFT ST2响应于感测控制信号SEN而接通源极节点Ns和感测线14B之间的电连接。第二开关TFT ST2包括连接至第二栅极线15B的栅极电极、连接至感测线14B的漏极电极、以及连接至源极节点Ns的源极节点。

[0042] 此外,本发明的感测单元SU包括基准电压控制开关SW1、采样控制开关SW2以及采样保持电路S/H。

[0043] 基准电压控制开关SW1响应于基准电压控制信号PRE而接通,以连接基准电压Vref的输入端子和感测线14B。采样控制开关SW2响应于采样控制信号SAM而接通,以连接感测线14B和采样保持电路S/H。当采样控制开关SW2接通时,采样保持电路S/H对存储在感测线14B的线路电容器LCa中的驱动TFT DT的源极节点电压Vs进行采样并将其保持作为感测电压Vsen,然后将其传递至ADC。此外,存在于感测线14B中的寄生电容器可以被替代为线路电容器LCa。

[0044] 下面将结合图6和这样的像素的示例性配置来描述用于内部补偿驱动TFT的迁移率变化的图像显示操作。当在用于感测阈值电压的变化的补偿操作中获得与阈值电压的变化对应的补偿值时,基于反映补偿电压的图像显示数据电压来执行图像显示操作。驱动TFT的迁移率的变化未在补偿操作中进行补偿而是在图像显示操作中进行补偿。因此,在图像显示操作中,在驱动TFT的阈值电压和迁移率二者的变化均被补偿的情况下显示图像。

[0045] 图像显示操作包括初始时段Ti、感测时段Ts、发光时段Te。在图像显示操作期间,基准电压控制开关SW1保持为导通以将基准电压Vref施加至感测线14B,并且采样控制开关SW2保持为关断。

[0046] 在初始时段Ti中,扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN两者均保持为导通。第一开关TFT ST1响应于导通状态的扫描控制信号SCAN而接通以将图像显示数据电压施加至驱动TFT DT的栅极电极,并且第二开关TFT ST2响应于导通状态的感测控制信号SEN而接通并且将基准电压Vref施加至驱动TFT DT的源极电极。

[0047] 在感测时段Ts中,扫描控制信号SCAN保持为导通,并且感测控制信号SEN反转为关断。第一开关TFT ST1保持导通并且将驱动TFT DT的栅极节点Ng处的电压保持在图像显示数据电压。第二开关TFT ST2切断,由此在初始时段Ti中设置的与栅源电压差Vgs对应的电流流过驱动TFT DT。因此,根据源极跟随器方法,驱动TFT DT的源极节点Ns处的电压朝向施加至驱动TFT DT的栅极电极的图像显示数据电压上升,以使得驱动TFT DT的栅源电压差

V_{gs} 被编程至期望的灰度级。

[0048] 在发光时段 T_e 中,扫描控制信号SCAN和感测控制信号SEN二者均保持为关断。驱动TFT DT的栅极节点 N_g 处的电压和源极节点 N_s 处的电压上升至等于或大于OLED的阈值电压的电压水平,同时保持在感测时段 T_s 中编程的电压差 V_{gs} ,并且接着保持该电压水平。与驱动TFT DT的编程的栅源电压差 V_{gs} 对应的驱动电流流过OLED。因此,OLED发光,由此表示期望的灰度级。

[0049] 如此,基于以下原理来补偿驱动TFT DT的迁移率的变化:在感测时段 T_s 期间,驱动TFT DT的源极电压 V_s 通过电容耦合上升,同时驱动TFT DT的栅极电压 V_g 固定在图像显示数据电压。确定像素的光强度(亮度)的驱动电流与驱动TFT DT的迁移率 μ 和在感测时段 T_s 中编程的驱动TFT DT的栅源电压差 V_{gs} 成比例。在感测时段 T_s 期间,在像素具有高迁移率 μ 的情况下,驱动TFT DT的源极电压 V_s 以第一上升速率朝向较高的栅极电压 V_g 上升,以使得驱动TFT DT的栅源电压差 V_{gs} 被编程为相对小。相反,在感测时段 T_s 期间,在像素具有低迁移率 μ 的情况下,驱动TFT DT的源极电压 V_s 以第二上升速率(其小于第一上升速率)朝向较高的栅极电压 V_g 上升,以使得驱动TFT DT的栅源电压差 V_{gs} 被编程为相对大。也就是说,栅源电压被自动编程为与迁移率程度成反比。因此,由于像素之间的迁移率 μ 的差引起的亮度变化被补偿。

[0050] 下面将结合像素的上述示例性配置以及图7A、图7B和图8来描述用于补偿驱动TFT的阈值电压的变化的补偿操作。

[0051] 补偿操作包括图7A所示的用于在第一补偿时段SP1期间获得第一感测电压 V_{sen1} 的第一处理和图7B所示的用于在第二补偿时段SP2期间获得第二感测电压 V_{sen2} 的第二处理。此处,可以将第一补偿时段SP1和第二补偿时段SP2连续地置于一个垂直消隐间隔内,或者分开设置在不同的垂直消隐间隔中。

[0052] 如图7所示,第一补偿时段SP1可以包括第一编程时段 T_2 、第一感测时段 T_4 和第一采样时段 T_5 。第一补偿时段SP1还可以包括第一源极节点初始时段 T_3 ,以便增加感测准确率。在图7A中,“ T_1 ”是用于在第一编程时段 T_2 之前预先将感测线14B重置为基准电压 V_{ref} 的第一感测线初始时段,并且可以省略。

[0053] 在第一编程时段 T_2 中,扫描控制信号SCAN、感测控制信号SEN和基准电压信号PRE都被输入为导通。在第一编程时段 T_2 中,第一开关TFT ST1被接通以将用于感测的第一数据电压 V_{data1} 施加至驱动TFT DT的栅极节点 N_g ,并且第二开关TFT ST2和基准电压控制开关SW1被接通以将基准电压 V_{ref} 施加至驱动TFT DT的源极节点 N_s 。因此,驱动TFT DT的栅源电压 V_{gs} 被编程至第一电平 LV_1 。此处,用于感测的第一数据电压 V_{data1} 反映先前感测时段的阈值电压分量 $V_{th(n-1)}$ 。

[0054] 在第一源极节点初始时段 T_3 中,扫描控制信号SCAN被反转为关断,并且感测控制信号SEN和基准电压控制信号PRE保持为导通。在第一源极节点初始时段 T_3 中,第一开关TFT ST1被切断以使驱动TFT DT的栅极节点 N_g 浮置,并且第二开关TFT ST2和基准电压控制开关SW1接通以将基准电压 V_{ref} 恒定地施加至驱动TFT DT的源极节点 N_s 。因此,驱动TFT DT的源极节点 N_s 第二次被重置为基准电压 V_{ref} ,同时驱动TFT DT的栅源电压 V_{gs} 保持在第一电平 LV_1 。将驱动TFT DT的源极节点 N_s 第二次重置为基准电压 V_{ref} 的原因是因为,通过使在第一感测时段 T_4 的起点处的电压对于所有像素而言相等可以增加感测精确度。

[0055] 在第一感测时段T4中,扫描控制信号SCAN保持在关断电平,感测控制信号SEN保持在导通电平,并且基准电压控制信号PRE反转为关断电平。在第一感测时段T4中,第一开关TFT ST1切断以保持驱动TFT DT的栅极节点Ng浮置,并且基准电压控制开关SW1被切断以使驱动TFT DT的源极节点Ns与基准电压Vref的输入断开连接。在该状态下,像素电流通过第一电平LV1的栅源电压Vgs而流过驱动TFT DT,并且驱动TFT DT的源极节点电压Vs由于该像素电流而上升。驱动TFT DT的源极节点电压Vs通过接通的第二开关TFT ST2而存储在感测线14B的线路电容器LCa中。

[0056] 在第一采样时段T5中,感测控制信号SEN被反转为关断电平,并且采样控制信号SAM被输入为导通电平。在第一采样时段T5中,第二开关TFT ST2被切断以释放驱动TFT DT的源极节点Ns和感测线14B之间的电连接。此外,采样控制开关SW2被接通以连接感测线14B与采样保持电路S/H,由此将存储在感测线14B中的驱动TFT DT的源极节点电压Vs采样作为第一感测电压Vsen1。第一感测电压Vsen1通过ADC被转换为第一数字值,然后存储在数据驱动电路12的内部锁存器中。

[0057] 如图7B所示,第二补偿时段SP2可以包括第二编程时段T2'、第二感测时段T4'和第二采样时段T5'。第二补偿时段SP2还可以包括第二源极节点初始时段T3',以便增加感测准确度。在图7B中,“T1”是用于在第二编程时段T2'之前预先将感测线14B重置为基准电压Vref的第二感测线初始时段,并且可以省略。

[0058] 在第二编程时段T2'中,扫描控制信号SCAN、感测控制信号SEN和基准电压控制信号PRE均被输入为导通。在第二编程时段T2'中,第一开关TFT ST1被接通以将用于感测的第二数据电压Vdata2'施加至驱动TFT DT的栅极节点Ng,并且第二开关TFT ST2和基准电压控制开关SW1被接通以将基准电压Vref施加至驱动TFT DT的源极节点Ns。因此,驱动TFT DT的栅源电压Vgs被编程至第二电平LV2。此处,用于感测的第二数据电压Vdata2'反映先前感测时段的阈值电压分量Vth(n-1)。

[0059] 在第二源极节点初始时段T3'中,扫描控制信号SCAN被反转为关断,并且感测控制信号SEN和基准电压控制信号PRE保持为导通。在第二源极节点初始时段T3'中,第一开关TFT ST1被切断以使驱动TFT DT的栅极节点Ng浮置,并且第二开关TFT ST2和基准电压控制开关SW1被接通以保持将基准电压Vref施加至驱动TFT DT的源极节点Ns。因此,驱动TFT DT的源极节点Ns第二次被重置为基准电压Vref,同时驱动TFT DT的栅源电压Vgs保持在第二电平LV2。使得驱动TFT DT的源极节点Ns第二次重置为基准电压Vref的原因是因为,通过使第二感测时段T4'的起点处的电压对于所有像素而言相等可以增加感测准确度。

[0060] 在第二感测时段T4'中,扫描控制信号SCAN保持在关断电平,感测控制信号SEN保持在导通电平,并且基准电压控制信号PRE被反转为关断电平。在第二感测时段T4'中,第一开关TFT ST1被切断以保持驱动TFT DT的栅极节点Ng浮置,并且基准电压控制开关SW1被切断以使驱动TFT DT的源极节点Ns与基准电压Vref的输入断开连接。在该状态下,像素电流通过第二电平LV2的栅源电压Vg而流过驱动TFT DT,并且驱动TFT DT的源极节点电压Vs由于该像素电流而上升。驱动TFT DT的源极节点电压Vs通过接通的第二开关TFT ST2而存储在感测线14B的线路电容器LCa中。

[0061] 在第二采样时段T5'中,感测控制信号SEN被反转为关断电平,并且采样控制信号SAM被输入为导通电平。在第二采样时段T5'中,第二开关TFT ST2被切断以释放驱动TFT DT

的源极节点Ns和感测线14B之间的电连接。此外,采样控制开关SW2被接通以连接感测线14B与采样保持电路S/H,由此将存储在感测线14B中的驱动TFT DT的源极节点电压Vs采样作为第二感测电压Vsen2。第二感测电压Vsen2通过ADC被转换成第二数字值,然后存储在数据驱动电路12的内部锁存器中。

[0062] 在内部锁存器中被存储作为数字值的第一感测电压Vsen1和第二感测电压Vsen2被传送至定时控制器11。定时控制器11计算第一感测电压Vsen1和第二感测电压Vsen2之间的感测比VSR,并且通过使用感测比的变化作为读取地址而从查找表读取驱动TFT DT的阈值电压的变化 ΔV_{th} ,其中,感测比的变化是通过从预设的初始感测比VSRinit减去感测比VSR而获得的。

[0063] 在本发明中,可以通过使用感测比VSR抵消通常包括在第一感测电压和第二感测电压中的驱动TFT的迁移率变化来准确地感测驱动TFT的阈值电压的变化。根据本发明,通过感测比VSR的变化来确定阈值电压变化 ΔV_{th} 。即使对于具有相同迁移率的驱动TFT的像素而言,驱动TFT的阈值电压Vth的变化也被表示为TFT线性区域中的曲线之间的斜率差,其中,在TFT线性区域中,Vgs小于Vth。在本发明中,对TFT线性区域中的电压值进行感测以便减少感测所用的时间。

[0064] 在本发明中,由于迁移率的变化在图像显示操作期间被线性地在内部补偿,因此,可以在补偿操作期间在TFT线性区域中完成准确和快速的感测。在如上所述的那样完成快速感测而无需线性补偿迁移率的变化变化的情况下,感测电压包括迁移率的变化以及阈值电压的变化,并且迁移率的变化对感测电压具有更大影响,由此使得可以精确地检测阈值电压的变化。

[0065] 图9示出了根据本发明的示例性实施方式的用于感测驱动TFT的阈值电压的变化的方法。图10示出了一个帧中的在其期间对驱动TFT的阈值电压的变化进行感测的垂直消隐间隔。

[0066] 参照图9,在本发明中,通过在TFT线性区域中进行快速感测来获得第一感测电压和第二感测电压,并且基于感测电压之间的感测比来获得驱动TFT的阈值电压的变化。具体地,在步骤S901中,数据驱动电路12从诸如DDR的内部存储器读取数据,诸如初始感测比VSRinit和先前感测时段的阈值电压分量 $V_{th}(n-1)$,然后在步骤S902和S903中,基于用于感测的第一数据电压Vdata1'获得第一感测电压Vsen1并且基于用于感测的第二数据电压Vdata2'获得第二感测电压Vsen2。然后,在步骤S904中,将第一感测电压Vsen1和第二感测电压Vsen2传送至定时控制器11,并且定时控制器11在步骤S905中计算第一感测电压Vsen1和第二感测电压Vsen2之间的感测比VSR,即, $VSR = Vsen1/Vsen2$,并且在步骤S906中通过从初始感测比VSRinit减去感测比VSR来获得感测比的变化 ΔVSR ,即, $\Delta VSR = VSRinit - VSR$ 。然后,在步骤S907中,定时控制器11通过使用感测比的变化 ΔVSR 作为读取地址而从查找表读取驱动TFTDT的阈值电压的变化 ΔV_{th} 。然后,在步骤S908中,通过将变化 ΔV_{th} 与先前感测时段的阈值电压分量 $V_{th}(n-1)$ 相加而获得当前感测时段的阈值电压分量 $V_{th}(n)$,即, $V_{th}(n) = \Delta V_{th} + V_{th}(n-1)$,并且在步骤S909中将其存储在内部存储器中。因此,可以在垂直消隐间隔期间执行用于推导阈值电压变化的许多处理,诸如编程、源极节点重置、感测以及采样。也就是说,可以在实时操作期间感测驱动TFT DT的阈值电压的变化,而不需要在通电或断电期间安排一段时间以便感测阈值电压变化,从而提高了补偿性能。

[0067] 此处,如图10所示,垂直消隐间隔指示用于图像显示的有效间隔之间的、在其期间不写入用于图像显示的数据的时间。在垂直消隐间隔期间,数据使能信号DE继续保持在低逻辑电平L。当数据使能信号DE处于低逻辑电平时,暂停数据写入。

[0068] 在整个描述中,本领域的技术人员应当理解,在不脱离本发明的技术原理的情况下,可以进行各种变化和修改。因此,本发明的技术范围不限于本说明书中的详细描述而是由所附权利要求的范围来限定。

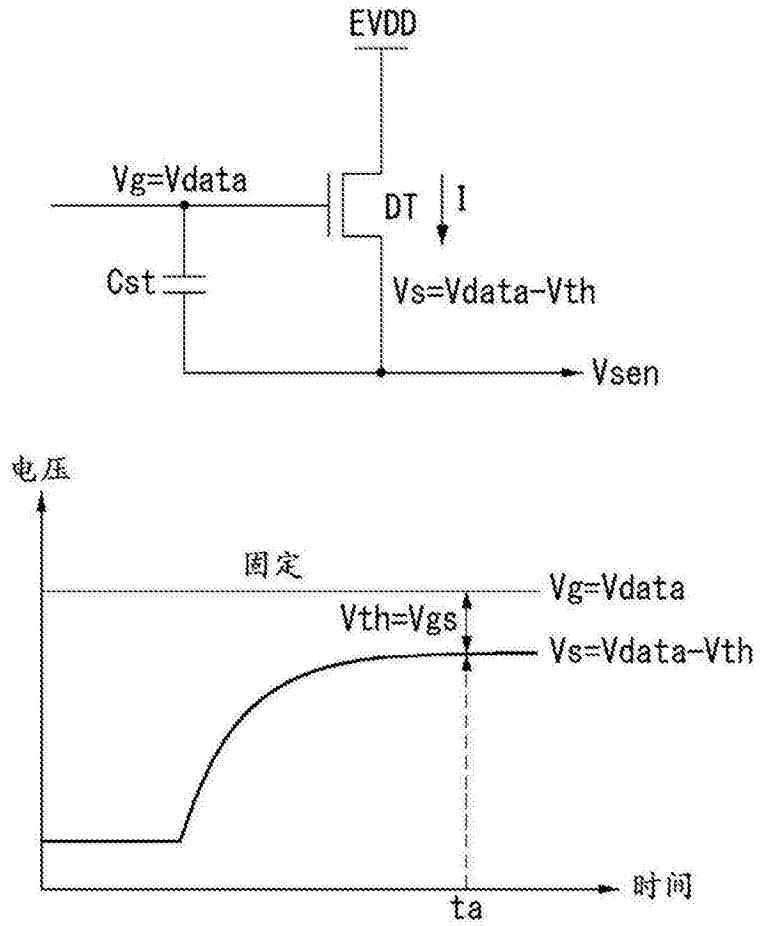


图1

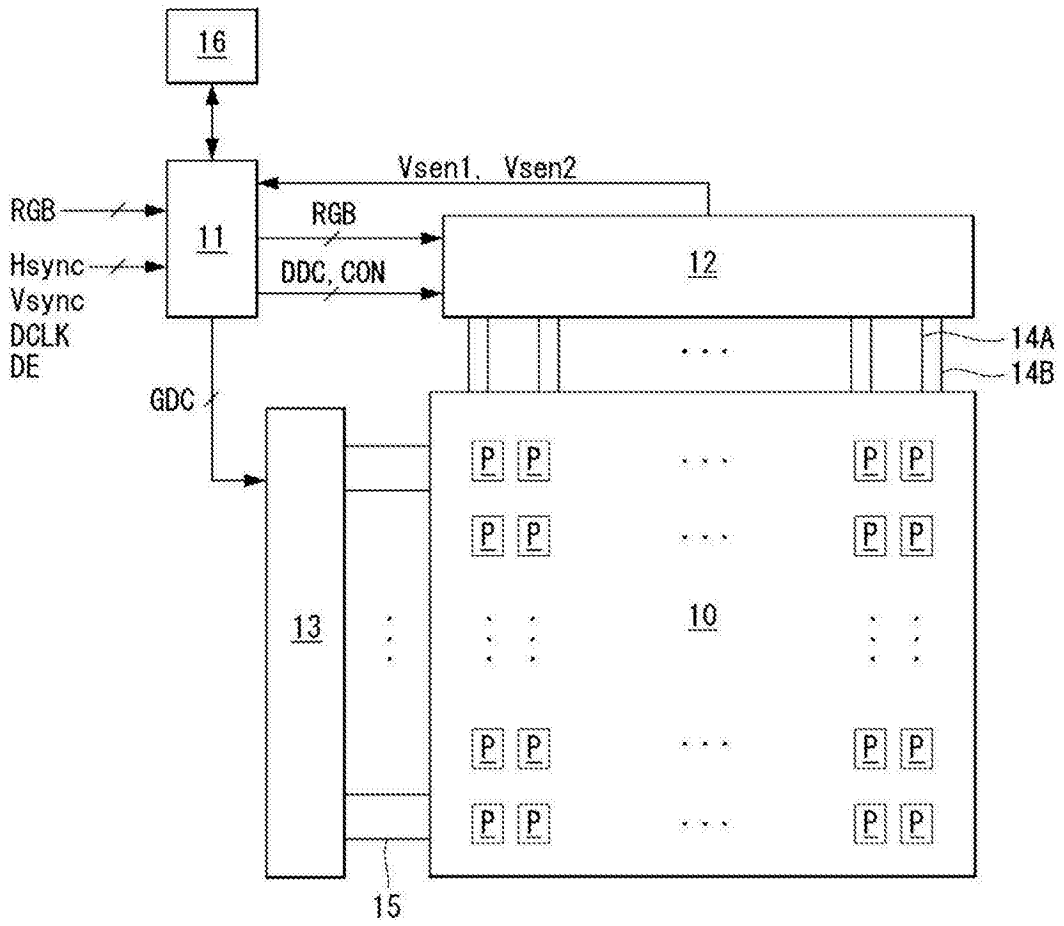


图2

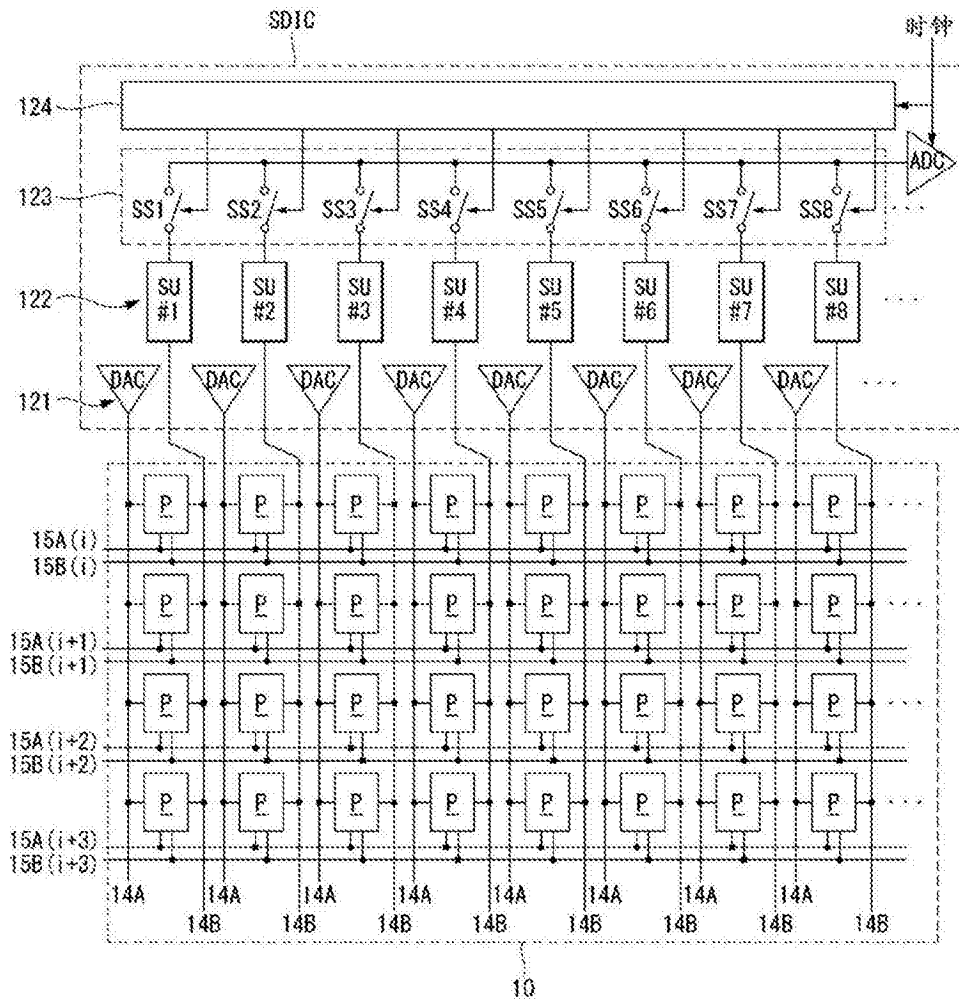


图3

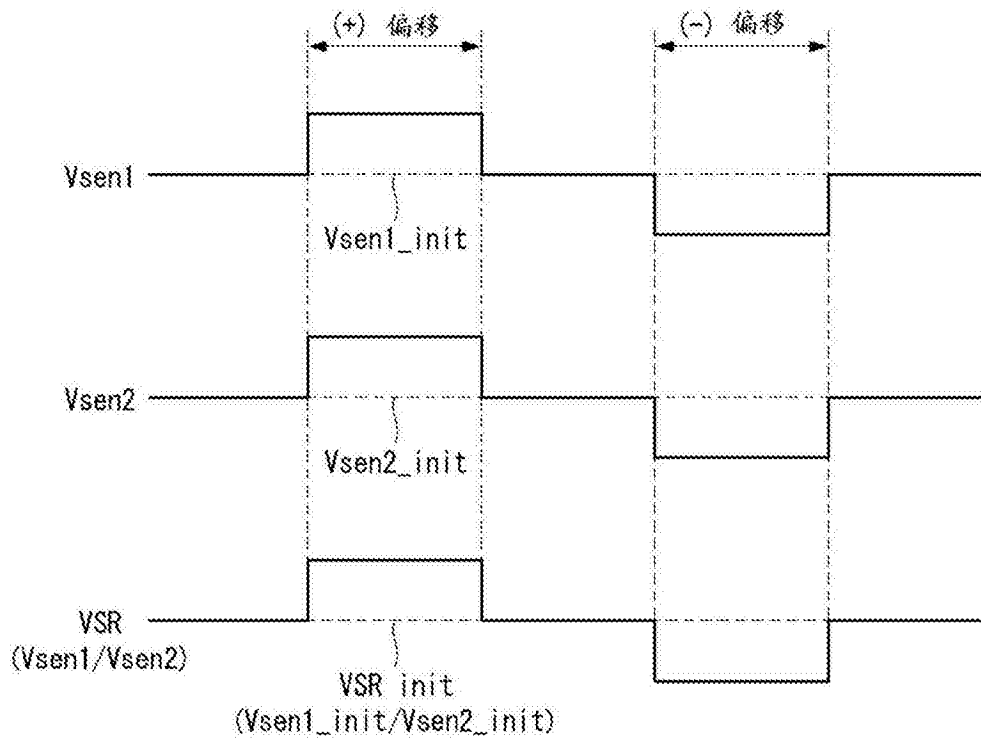


图4

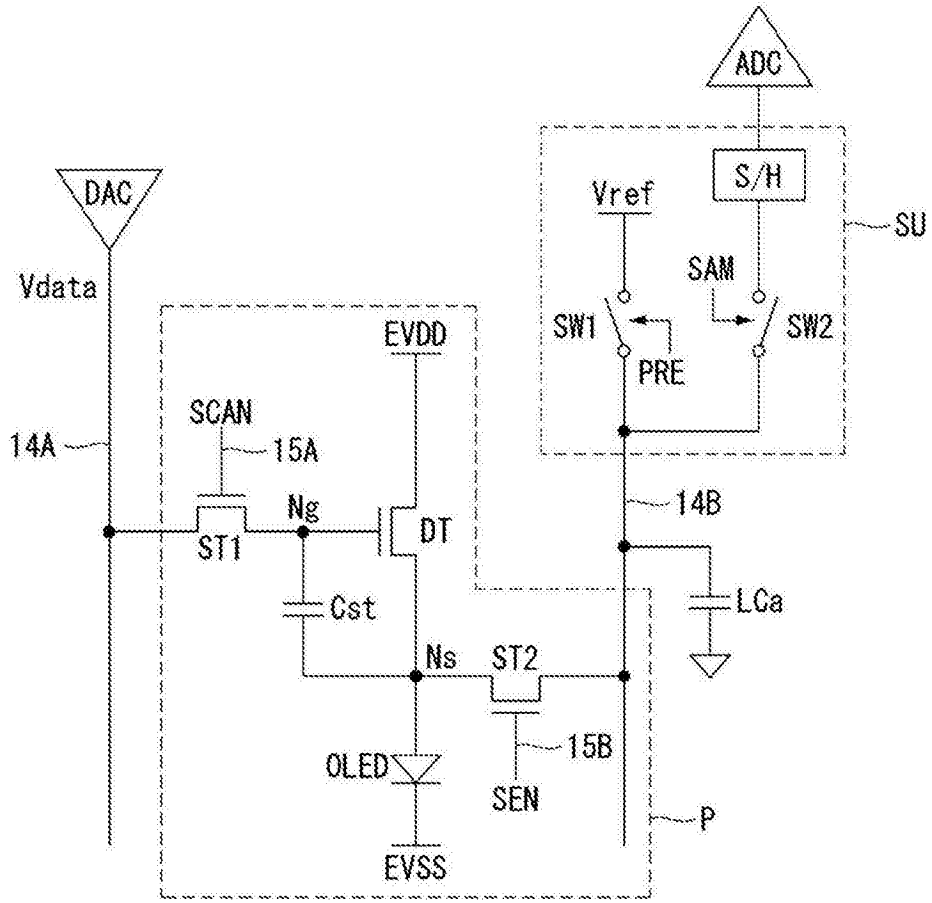


图5

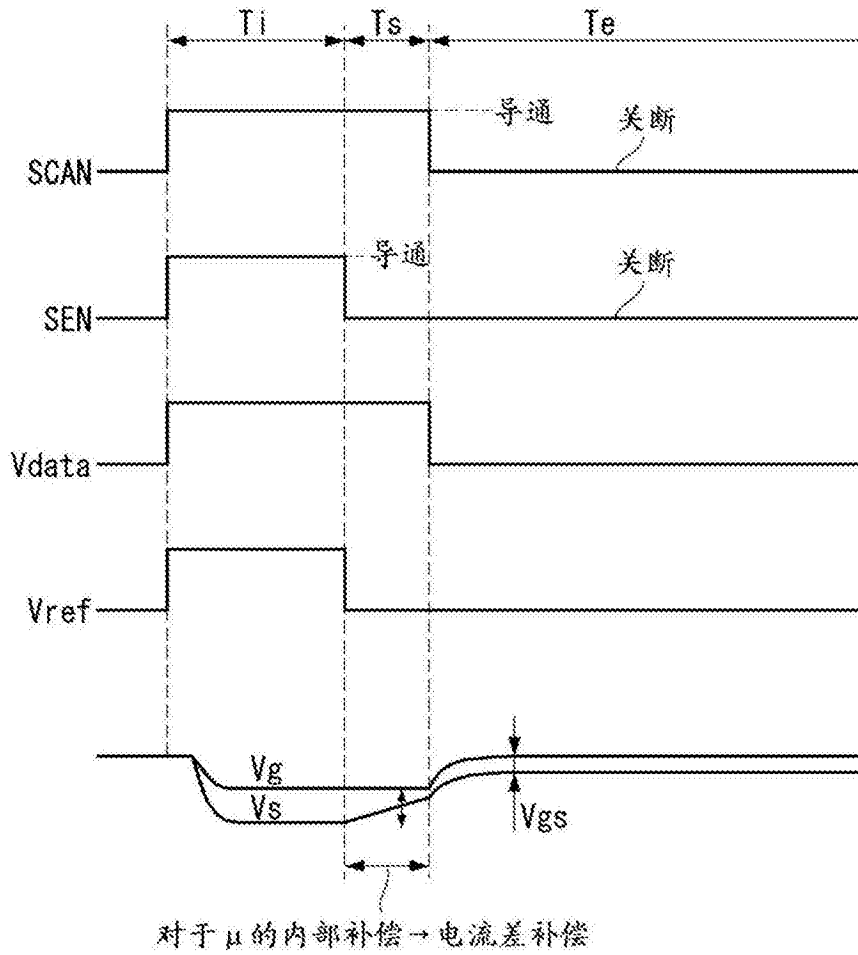


图6

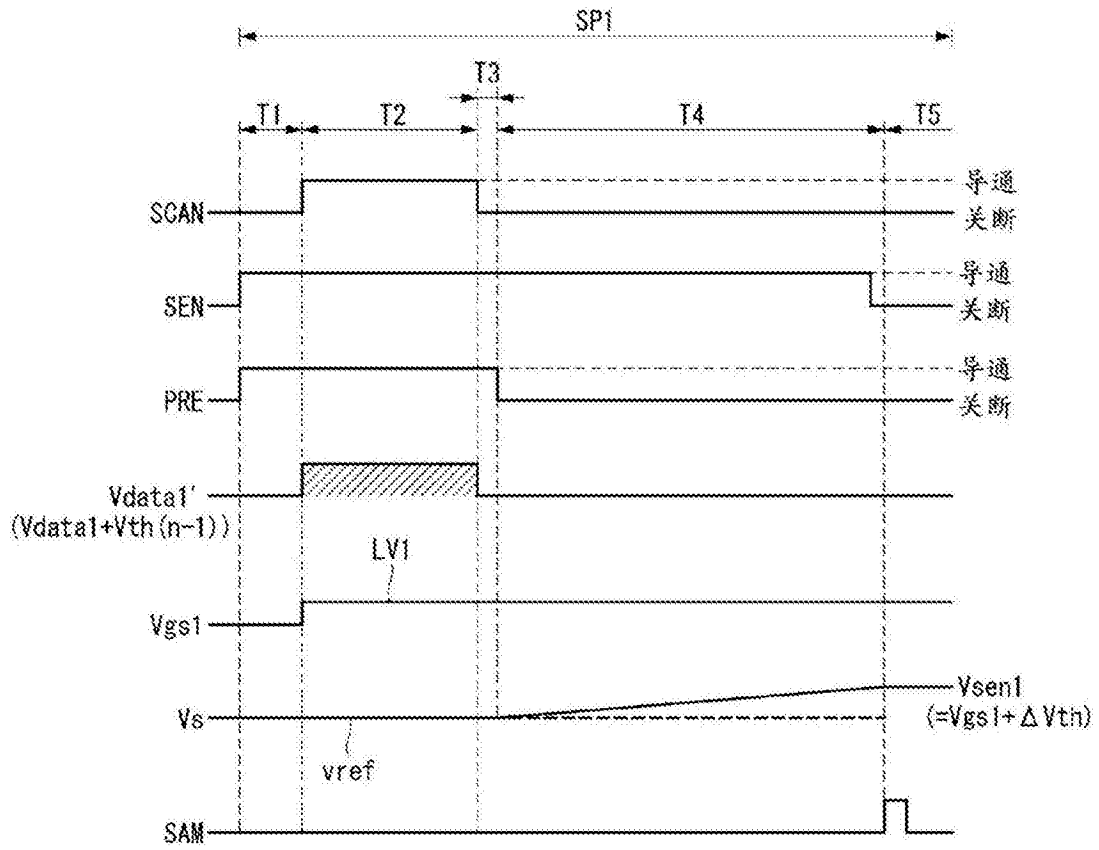


图7A

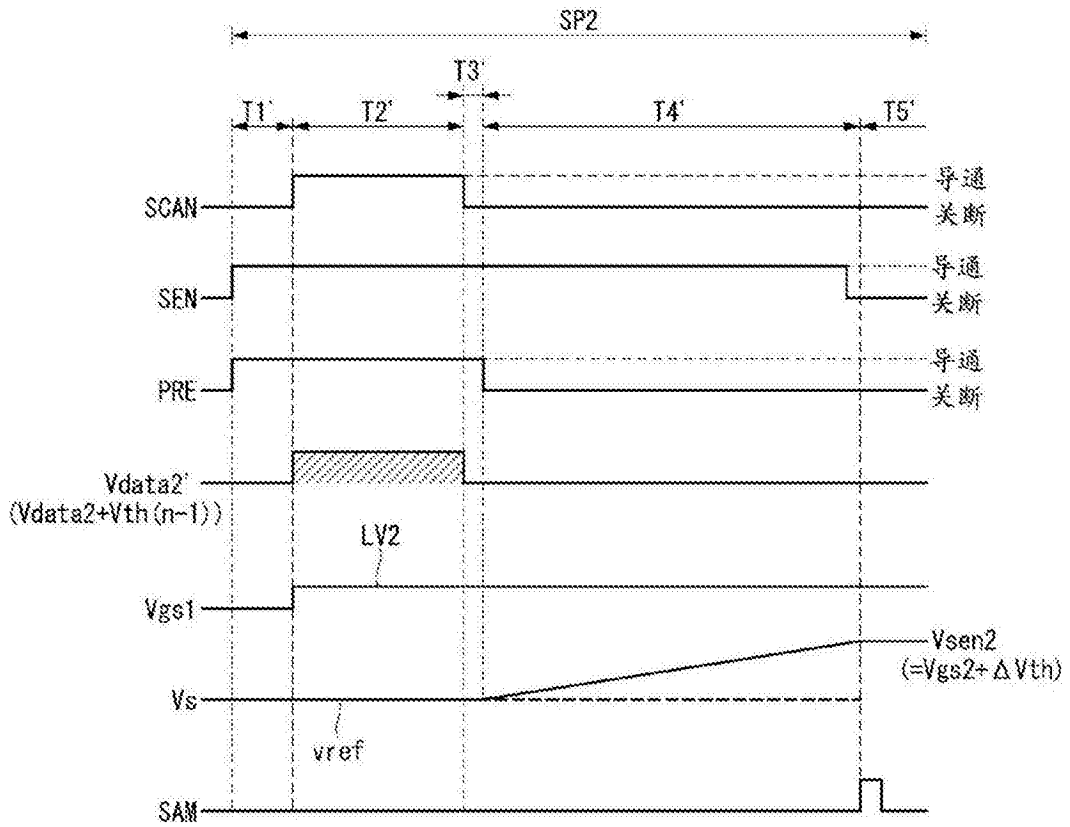


图7B

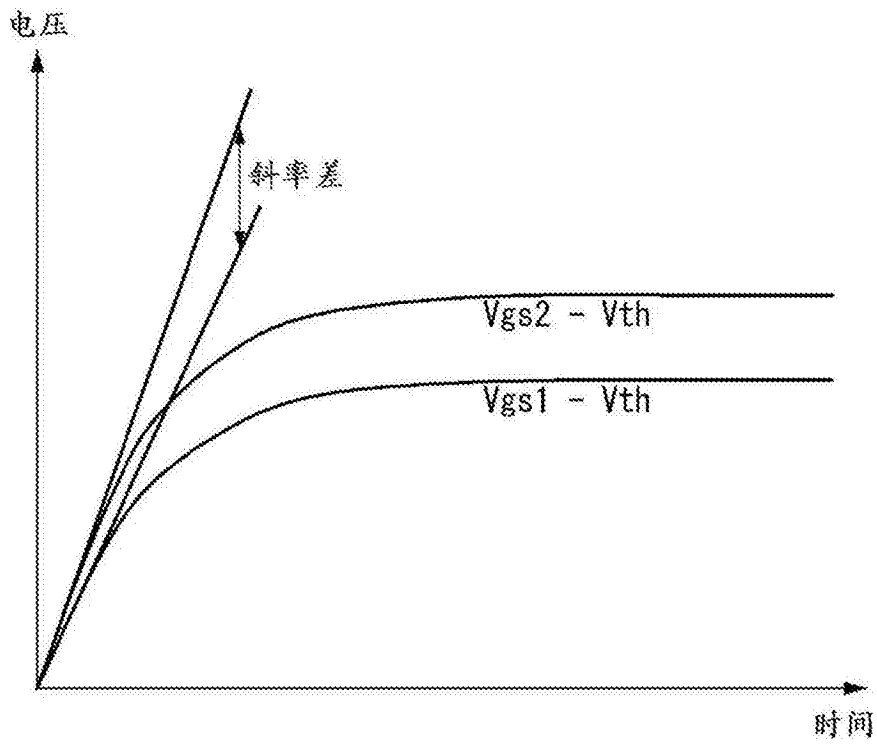


图8

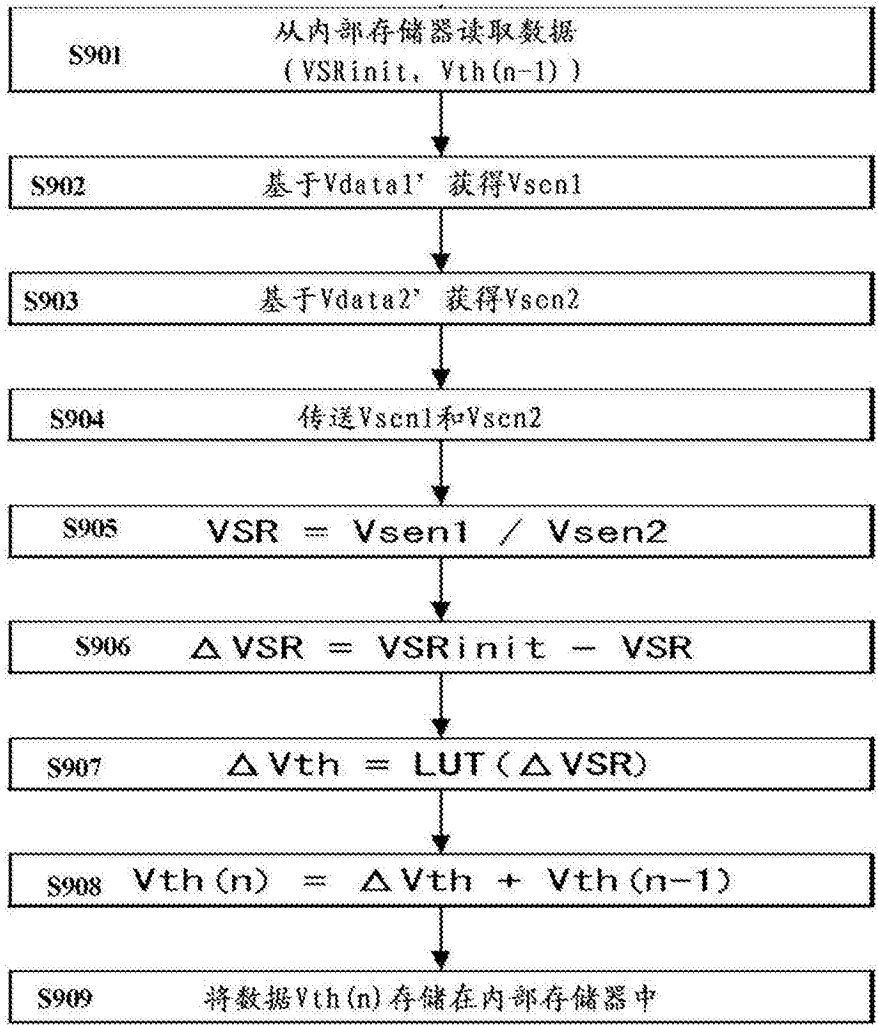


图9

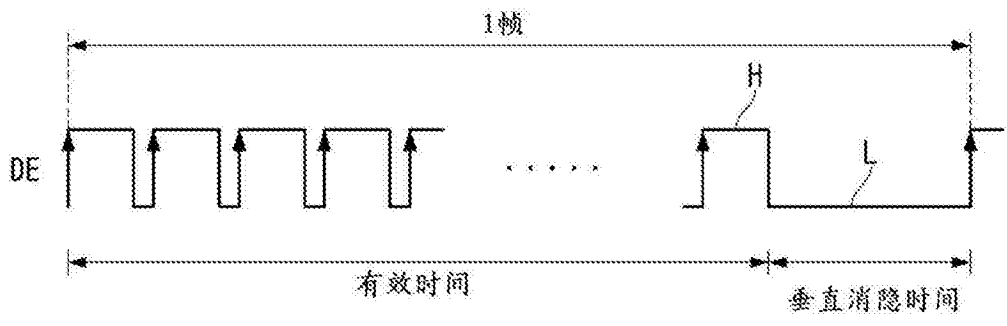


图10

专利名称(译)	感测驱动TFT的阈值电压的装置和方法		
公开(公告)号	CN106328062A	公开(公告)日	2017-01-11
申请号	CN201610489564.5	申请日	2016-06-28
[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		
发明人	金兑穹 金廷炫		
IPC分类号	G09G3/3258 G09G3/3291		
CPC分类号	G09G3/3225 G09G3/3233 G09G2300/0842 G09G2310/0289 G09G2320/0233 G09G2320/0252 G09G2320/0295 G09G2320/043 G09G3/3258 G09G3/3291		
代理人(译)	朱胜		
优先权	1020150093654 2015-06-30 KR		
其他公开文献	CN106328062B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

公开了一种用于感测有机发光显示器中包括的驱动TFT的阈值电压的装置和方法，使得通过减少感测时间来在实时操作期间感测驱动TFT的阈值电压的变化。通过在TFT在线性区域中进行快速感测来获得第一感测电压和第二感测电压，并且基于感测电压之间的感测比来获得驱动TFT的阈值电压的变化。因此，可以在垂直消隐间隔期间执行用于推导阈值电压的变化的多个处理，即，编程、源极节点重置、感测和采样。也就是说，可以在实时操作期间感测驱动TFT DT的阈值电压的变化，而不需要在通电或断电期间安排时间以便感测阈值电压变化，从而改进了补偿性能。

