



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104700772 B

(45)授权公告日 2017.06.06

(21)申请号 201410725168.9

(22)申请日 2014.12.03

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104700772 A

(43)申请公布日 2015.06.10

(30)优先权数据

10-2013-0149395 2013.12.03 KR

(73)专利权人 乐金显示有限公司

地址 韩国首尔

(72)发明人 南宇镇 崔镇宅 崔圣慇

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 吕俊刚 刘久亮

(51)Int.Cl.

G09G 3/3233(2016.01)

(56)对比文件

CN 103077662 A, 2013.05.01,

CN 101996551 A, 2011.03.30,

EP 2133860 A1, 2009.12.16,

US 2010188390 A1, 2010.07.29,

审查员 李小艳

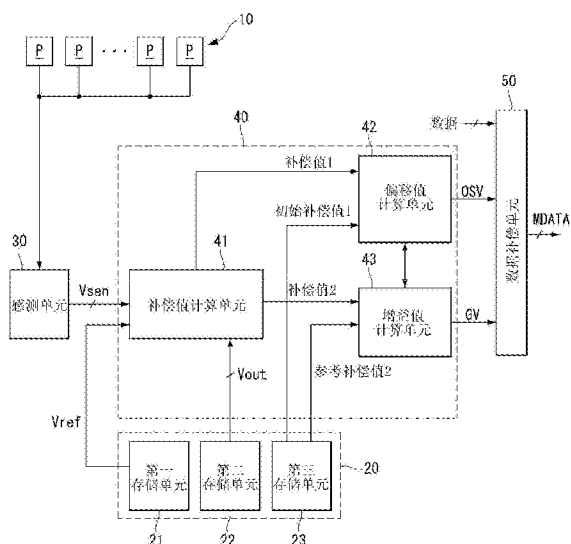
权利要求书3页 说明书11页 附图13页

(54)发明名称

有机发光显示装置及其图像质量补偿方法

(57)摘要

有机发光显示装置及其图像质量补偿方法。公开了一种有机发光显示装置(OLED)及其图像质量补偿方法。有机发光显示装置包括用于显示图像的多个像素,所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述OLED显示装置包括:感测单元,其被配置成感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量;补偿值计算器,被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量;以及数据补偿器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号。



1. 一种有机发光二极管OLED显示装置,该OLED显示装置包括用于显示图像的多个像素,所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述OLED显示装置包括:

感测单元,其被配置成感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量;

补偿值计算器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量;以及

数据补偿器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号,

其中,所述感测单元还被配置成响应于向所述驱动晶体管施加第一数据电压和第二数据电压,从所述驱动晶体管的源极感测第一输出电压和第二输出电压,并且

其中,所述补偿值计算器还被配置成:

获得所述第一输出电压与所述第一数据电压之间的函数关系以及所述第二输出电压与所述第二数据电压之间的函数关系;

获得表示针对数据电压的所述函数关系的曲线的斜率;

获得表示参考输出电压相对于所述驱动晶体管上的参考数据电压的参考曲线的参考斜率;以及

基于所述斜率和所述参考斜率获得所述驱动晶体管的所述迁移率的变化量。

2. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,其中,所述感测单元还被配置成响应于所述驱动晶体管通过大于所述驱动晶体管的所述阈值电压的电压被导通来检测所述驱动晶体管的所述源极处的感测电压。

3. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,其中,所述感测单元还被配置成在图像显示开始之前的非显示时段期间或在图像显示时段的垂直消隐时段期间感测所述迁移率的变化量。

4. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,其中,所述补偿值计算器还被配置成在所述驱动晶体管没有在饱和状态下工作的情况下检测所述驱动晶体管的源极电压来获得所述阈值电压的变化量,在所述饱和状态下所述驱动晶体管的所述源极与所述驱动晶体管的漏极之间电流变为零。

5. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,其中,所述补偿值计算器还被配置成基于所述迁移率的变化量以及与所述迁移率的变化量和所述阈值电压的变化量之间的相互关系有关的函数或数据库来获得所述阈值电压的变化量。

6. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,所述OLED显示装置还包括:

增益值计算器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量来获得用于数据补偿的增益值;以及

偏移值计算器,其被配置成基于所获得的所述阈值电压的变化量来获得用于数据补偿的偏移值,

其中,所述数据补偿器还被配置成基于所述增益值和所述偏移值来调整所述数据信号。

7. 根据权利要求1所述的OLED显示装置,其中,所述补偿值计算器还被配置成:

获得所述曲线在针对所述数据电压的轴上的截距;

获得所述参考曲线在所述轴上的参考截距;以及

基于所述截距与所述参考截距之间的差来获得所述驱动晶体管的所述阈值电压的变化量。

8. 一种用于补偿有机发光二极管OLED显示装置的变化量的方法,所述OLED显示装置包括用于显示图像的多个像素,并且所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述方法包括:

感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量;

基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量;以及

基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号,

其中,感测所述迁移率的变化量的步骤包括:

向所述驱动晶体管施加第一数据电压和第二数据电压;

从所述驱动晶体管的源极感测第一输出电压和第二输出电压;

获得所述第一输出电压与所述第一数据电压之间的函数关系以及所述第二输出电压与所述第二数据电压之间的函数关系;

获得表示针对数据电压的所述函数关系的曲线的斜率;

获得表示参考输出电压相对于所述驱动晶体管上的参考数据电压的参考曲线的参考斜率;以及

基于所述斜率和所述参考斜率来获得所述驱动晶体管的迁移率的变化量。

9. 根据权利要求8所述的方法,其中,感测所述迁移率的所述变化量的步骤包括:响应于所述驱动晶体管通过大于所述驱动晶体管的所述阈值电压的电压被导通来检测所述驱动晶体管的所述源极处的感测电压。

10. 根据权利要求8所述的方法,其中,在图像显示开始之前的非显示时段期间或在图像显示时段的垂直消隐期期间执行感测所述迁移率的变化量的步骤。

11. 根据权利要求8所述的方法,其中,所述阈值电压的所述变化量是在所述驱动晶体管没有在饱和状态下工作的情况下检测所述驱动晶体管的源极电压而获得的,在所述饱和状态下所述驱动晶体管的所述源极与所述驱动晶体管的漏极之间电流变为零。

12. 根据权利要求8所述的方法,其中,所述阈值电压的变化量是基于所述迁移率的变化量以及与所述迁移率的变化量和所述阈值电压的变化量之间的相互关系有关的函数或数据库来获得的。

13. 根据权利要求8所述的方法,所述方法还包括:

基于所感测的所述迁移率的变化量来获得用于数据补偿的增益值;以及

基于所获得的所述阈值电压的变化量来获得用于数据补偿的偏移值,

其中,基于所述增益值和所述偏移值来调整所述数据信号。

14. 根据权利要求8所述的方法,其中,获得所述阈值电压的变化量的步骤包括:

获得所述曲线在针对所述数据电压的轴上的截距;

获得所述参考曲线在所述轴上的参考截距;以及

基于所述截距与所述参考截距之间的差来获得所述驱动晶体管的所述阈值电压的变化量。

15. 一种用于补偿有机发光二极管OLED显示装置的变化方法, 所述OLED显示装置包括用于显示图像的多个像素, 并且所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管, 所述方法包括:

向所述驱动晶体管施加第一数据电压和第二数据电压;

从所述驱动晶体管的源极感测第一输出电压和第二输出电压;

获得所述第一输出电压与所述第一数据电压之间的函数关系以及所述第二输出电压与所述第二数据电压之间的函数关系;

获得表示针对数据电压的所述函数关系的曲线的斜率;

获得表示参考输出电压相对于所述驱动晶体管上的参考数据电压的参考曲线的参考斜率; 以及

基于所述斜率和所述参考斜率来获得所述驱动晶体管的迁移率的变化量。

16. 根据权利要求15所述的方法, 所述方法还包括:

获得所述曲线在针对所述数据电压的轴上的截距;

获得所述参考曲线在所述轴上的参考截距; 以及

基于所述截距与所述参考截距之间的差来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量。

17. 根据权利要求16所述的方法, 所述方法还包括: 基于所述迁移率的变化量和所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号。

有机发光显示装置及其图像质量补偿方法

技术领域

[0001] 本发明的实施方式涉及有源矩阵有机发光显示器,并且更具体地,涉及一种有机发光显示器和用于补偿其图像质量的方法。

背景技术

[0002] 有源矩阵有机发光显示器包括能够自身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、宽视角等优点。

[0003] 用作自发光元件的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。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。当驱动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并形成激子。其结果是,发光层EML产生可见光。

[0004] 有机发光显示器排列像素,每个像素都包括矩阵形式的OLED并且根据视频数据的灰度级(gray scale)来调节像素的亮度。每个像素都包括用于控制流入OLED中的驱动电流的驱动薄膜晶体管(TFT)。优选的是,在所有的像素中同样地设计驱动TFT的电特性(包括阈值电压、迁移率(mobility)等)。然而,在实践中,像素中的驱动TFT的电特性由于工艺条件、驱动环境等而不一致。因为这些原因,在像素中由相同数据电压引起的驱动电流是不同的,所以在像素之间产生了亮度偏差。已知的是,图像质量的补偿技术被用来解决该问题。补偿技术感测每个像素中的驱动TFT的特性参数(例如,阈值电压、迁移率等),并且基于感测结果正确地校正输入数据,从而减少亮度的非一致性。

[0005] 在相关技术的图像质量补偿技术中,用于感测驱动TFT的阈值电压的变化量的方法及其感测时段不同于用于感测驱动TFT的迁移率的变化量的方法及其感测时段。

[0006] 如图1和图2A所示,在以源极跟随器方式操作驱动TFT DT之后,用于提取驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的变化的感测方法1检测驱动TFT DT的源极电压 V_s 作为感测电压 V_{senA} ,并且基于所述感测电压 V_{senA} 检测驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的变化量。根据感测电压 V_{senA} 的大小来确定驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的变化量,并且通过这个来获得用于数据补偿的偏移值。在感测方法1中,在以源极跟随器方式操作的驱动TFT DT的栅-源电压 V_{gs} 达到饱和状态(其中,驱动TFT DT的漏-源电流变为零)之后,必须执行感测操作。因此,感测方法1的特点在于感测操作中所需的时间长并且感测速度慢。感测方法1被称为慢速模式感测方法。

[0007] 如图1和图2B所示,用于提取驱动TFT DT的迁移率 μ 的变化的感测方法2向驱动TFT DT的栅极施加高于驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的预定电压 $V_{data}+X$ (其中, X 是取决于偏移值的补偿的电压),以便规定驱动TFT DT的除阈值电压 V_{th} 以外的电流能力的特性。因此,驱动TFT DT被导通。在这种状态下,感测方法2检测驱动TFT DT的源极电压 V_s (其在预定时间段被充电)作为感测电压 V_{senB} 。根据感测电压 V_{senB} 的大小来确定驱动TFT DT的迁移率 μ 的变化量,并且通过这个来获得用于数据补偿的增益值。由于感测方法2是在驱动TFT DT的导通状态下被执行,因此检测方法2的特点在于感测操作中所需的时间短并且感测速度快。感测

方法2被称为快速模式感测方法。

[0008] 因为慢速模式感测方法中的感测速度慢,所以需要足够的感测时段。也就是说,用于感测驱动TFT DT的阈值电压 V_{th} 的慢速模式感测方法可能仅在第一感测时段期间被执行,所述第一感测时段的范围是从图像显示结束之后到响应于从用户接收的断电指示信号的驱动电源关断之前,使得在用户感知不到的情况下将足够的感测时间分配给感测操作。另一方面,由于用于感测驱动TFT DT的迁移率 μ 的快速模式感测方法中的感测速度快,因此快速模式感测方法可以在第二感测时段(其范围是从驱动电源接通之后到响应于从用户接收的通电指示信号的图像显示之前)期间或者在属于图像显示驱动时段中的垂直消隐期(vertical blank period)期间被执行。

[0009] 在第一感测时段期间被更新的偏移值和在第一感测时段期间被更新的增益值相互影响。换句话说,增益值是基于其中反映了偏移值的数据电压得到的。因此,在断电过程中被更新的偏移值必须被存储在非易失性存储器中,使得在随后的通电过程之后确定增益值时,能够使用所述被更新的偏移值。如上所述,在相关技术的图像质量补偿技术中,不同的感测方法必须被用来找出阈值电压的变化量和迁移率的变化量。因此,在感测操作中需要长时间,并且额外需要用于存储偏移值的单独的非易失性存储器,从而导致使用的存储器的量增加。

[0010] 由于需要长时间来感测阈值电压的变化量,因此不可能在设置在相邻的图像帧之间并具有相对短的长度的垂直消隐期(其中,图像不被显示)中感测阈值电压的变化量。因此,当有机发光显示器被驱动很长时间并连续地显示图像时,相关技术的图像质量补偿技术无法基于阈值电压的变化量来更新偏移值。其结果是,不可能正确地补偿阈值电压随驱动时间的变化特性。

[0011] 图3示出了驱动TFT的阈值电压 V_{th} 的变化以及驱动TFT的迁移率 μ 随驱动时间的变化。当显示面板的温度因为有机发光显示器的长时间驱动而上升时,阈值电压 V_{th} 和真实驱动TFT的迁移率 μ 二者改变。理所当然的是,驱动TFT的阈值电压 V_{th} 的变化量小于取决于温度上升的驱动TFT的迁移率 μ 的变化量。然而,即使与在高灰度水平(gray level)下相比,阈值电压 V_{th} 的变化量在低灰度水平下小,但是阈值电压 V_{th} 的该变化量也可能对像素电流的变化产生相当大的影响。因此,驱动TFT的阈值电压 V_{th} 的变化量是重要的。正如能够从图3中示出的,像素电流的变化率在很大程度上取决于阈值电压 V_{th} 在低灰度水平下的变化量。例如,取决于阈值电压 V_{th} 的变化量的像素电流的变化率在低灰度水平“31”下约为155%,并且大于在低灰度水平“31”下取决于的迁移率 μ 的变化量的像素电流的变化率“137%”。当阈值电压 V_{th} 的变化没有被正确地补偿时,会产生像素电流的非一致性。因此,需要能够针对短时间段来补偿阈值电压 V_{th} 以及迁移率 μ 的新的补偿措施。

发明内容

[0012] 本发明的实施方式提供了一种有机发光显示器及其图像质量补偿方法,该有机发光显示器和该方法能够减少感测操作所需的时间和在感测操作中使用的存储器的量并且提高补偿精度。

[0013] 根据实施方式的一个方面,一种有机发光二极管(OLED)显示装置包括用于显示图像的多个像素,所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被

配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述OLED显示装置包括:感测单元,其被配置成感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量;补偿值计算器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量;以及数据补偿器,其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号。

[0014] 根据实施方式的另一个方面,提供了一种用于补偿OLED显示装置的变型的方法,该OLED显示装置包括用于显示图像的多个像素,并且所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述方法包括:感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量;基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量;以及基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号。

[0015] 根据实施方式的又一个方面,提供了一种用于补偿OLED显示装置的变型的方法,该OLED显示装置包括用于显示图像的多个像素,并且所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管,所述方法包括:向所述驱动晶体管施加第一数据电压和第二数据电压;从所述驱动晶体管感测第一输出电压和第二输出电压;获得所述第一输出电压与所述第一数据电压之间的函数关系以及所述第二输出电压与所述第二数据电压之间的函数关系的曲线;获得表示针对数据电压的所述函数关系的曲线的斜率;获得表示参考输出电压相对于所述驱动晶体管上的参考数据电压的参考曲线的参考斜率;以及基于所述斜率和所述参考斜率来获得所述驱动晶体管的迁移率的变化量。

[0016] 本申请要求2013年12月3日申请的韩国专利申请No.10-2013-0149395的利益和优先权,该韩国专利申请通过引用方式被并入到本文中,如同其全部在本文中陈述一样。

附图说明

[0017] 附图被包括进来以提供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,并且与本说明书一起用来解释本发明的原理。在附图中:

[0018] 图1例示了相关技术的图像质量补偿技术;

[0019] 图2A例示了相关技术的图像质量补偿技术中的用于提取驱动薄膜晶体管(TFT)的阈值电压的变化的感测原理;

[0020] 图2B例示了相关技术的图像质量补偿技术中的用于提取驱动TFT的迁移率的变化量的感测原理;

[0021] 图3示出了驱动TFT的阈值电压的变化以及驱动TFT的迁移率随驱动时间的变化;

[0022] 图4是根据本发明的示例性实施方式的有机发光显示器的框图;

[0023] 图5示出了图4中所示的显示面板的像素阵列;

[0024] 图6例示了时序控制器(timing controller)、数据驱动电路以及连同外部补偿像素的详细构造一起的像素的连接结构;

[0025] 图7示出了能够在感测驱动器中实现快速感测模式的第一感测选通脉冲和第二感测选通脉冲的时序以及采样控制信号和初始化控制信号的时序;

[0026] 图8示出了图像显示驱动器中的第一图像显示选通脉冲和第二图像显示选通脉冲的时序以及采样控制信号和初始化控制信号的时序；

[0027] 图9示出了图像显示时段和设置在所述图像显示时段两侧的非显示时段；

[0028] 图10例示了根据本发明的示例性实施方式的用于补偿有机发光显示器的图像质量的方法；

[0029] 图11示出了当应用本发明的实施方式时驱动TFT的特性曲线的匹配度；

[0030] 图12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像质量补偿装置；

[0031] 图13和图14示出了使用基于感测电压得到的N阶函数的等式来获得阈值电压的变化量的示例；

[0032] 图15示出了基于感测电压获得迁移率的变化量并且使用迁移率的变化量与阈值电压的变化量之间的关系在预先确定的查找表中获得阈值电压的变化量的示例；以及

[0033] 图16例示了作为本发明的实施方式的效果的用于补偿迁移率的变化量的增益值的裕量的增加的原理。

具体实施方式

[0034] 现在将详细地参考本发明的示例性实施方式，在附图中示出了本发明的示例性实施方式的示例。在任何可能的情况下，在整个附图中使用相同的附图标记指代相同或相似的部件。将要注意的是，如果确定公知技术会误导本发明的实施方式，则将省略所述公知技术的详细描述。

[0035] 将参照图4至图16来描述本发明的示例性实施方式。在本发明的以下实施方式中，晶体管的迁移率的变化量可以是在不同的时间点获得或测量的晶体管的迁移率值之差。例如，晶体管的迁移率的变化量是晶体管的初始的迁移率值（其是当完成晶体管的制造时被确定或测量的）与该晶体管的随后的迁移率值（其是当使用包括该晶体管的显示装置时被测量的）之间的差。同样地，晶体管的阈值电压的变化量是在不同的时间点获得的或测量的晶体管的阈值电压之差。例如，晶体管的阈值电压的变化量是晶体管的初始的阈值电压（其是当完成晶体管的制造时被确定或测量的）与该晶体管的随后的阈值电压（其是当实际使用包括该晶体管的显示装置时被测量的）之间的差。

[0036] 图4是根据本发明的示例性实施方式的包括图像质量补偿装置的有机发光显示器的框图。图5示出了图4中所示的显示面板的像素阵列。

[0037] 如图4和图5所示，根据本发明的实施方式的有机发光显示器包括显示面板10、数据驱动电路12、选通驱动电路13和时序控制器11。

[0038] 显示面板10包括多条数据线14、与所述多条数据线14交叉的选通线15以及以矩阵形式分别被布置在数据线14与选通线15的交叉处的多个像素P。数据线14包括m条数据电压供给线14A_1至14A_m和m条感测电压读出线14B_1至14B_m，其中m是正整数。选通线15包括n条第一选通线15A_1至15A_n和n条第二选通线15B_1至15B_n，其中n是正整数。

[0039] 每个像素P从电力产生装置（未示出）接收高电位驱动电压EVDD和低电位驱动电压EVSS。每个像素P可以包括有机发光二极管（OLED）、驱动薄膜晶体管（TFT）、第一开关TFT和第二开关TFT以及用于外部补偿的存储电容器。构成像素P的TFT可以被实现为p型或n型。此

外,构成像素P的TFT的半导体层可以包含非晶硅、多晶硅或氧化物。

[0040] 每个像素P连接到数据电压供给线14A_1至14A_m中的一条、感测电压读出线14B_1至14B_m中的一条、第一选通线15A_1至15A_n中的一条以及第二选通线15B_1至15B_n中的一条。在用于在驱动TFT中找出迁移率的变化量和阈值电压的变化量的感测驱动器中,像素P基于水平线L#1至L#n中的每一条顺序地操作,并且响应于以行连续的方式从第一选通线15A_1至15A_n接收的第一感测选通脉冲和以行连续的方式从第二选通线15B_1至15B_n接收的第二感测选通脉冲,通过感测电压读出线14B_1至14B_m输出感测电压。在用于图像显示的图像显示驱动器中,像素P基于水平线L#1至L#n中的每一条顺序地操作,并且响应于以行连续的方式从第一选通线15A_1至15A_n接收的第一图像显示选通脉冲和以行连续的方式从第二选通线15B_1至15B_n接收的第二图像显示选通脉冲,通过数据电压供给线14A_1至14A_m接收图像显示数据电压。

[0041] 在感测驱动器中,数据驱动电路12基于来自时序控制器11的数据控制信号DDC向像素P提供与第一感测选通脉冲同步的感测数据电压,并且还将从显示面板10通过感测电压读出线14B_1至14B_m接收的感测电压转换成数字值,以向时序控制器11提供所述数字感测电压。在图像显示装置中,数据驱动电路12基于数据控制信号DDC将从时序控制器11接收到的数字补偿数据MDATA转换成图像显示数据电压,并且随后将所述图像显示数据电压与第一图像显示选通脉冲同步。数据驱动电路12接着将与第一图像显示选通脉冲同步的图像显示数据电压提供到数据电压供给线14A_1至14A_m。

[0042] 选通驱动电路13基于来自时序控制器11的选通控制信号GDC产生选通脉冲。所述选通脉冲可以包括第一感测选通脉冲、第二感测选通脉冲、第一图像显示选通脉冲和第二图像显示选通脉冲。在感测驱动器中,选通驱动电路13可以以行连续的方式将第一感测选通脉冲提供到第一选通线15A_1至15A_n,并且还可以以行连续的方式将第二感测选通脉冲提供到第二选通线15B_1至15B_n。在图像显示驱动器中,选通驱动电路13可以以行连续的方式将第一图像显示选通脉冲提供到第一选通线15A_1至15A_n,并且还可以以行连续的方式将第二图像显示选通脉冲提供到第二选通线15B_1至15B_n。选通驱动电路13可以通过板内选通驱动(GIP)工艺直接形成在显示面板10上。

[0043] 时序控制器11基于时序信号(诸如垂直同步信号Vsync、水平同步信号Hsync、数据使能信号DE和点时钟DCLK)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和用于控制选通驱动电路13的操作时序的选通控制信号GDC。另外,时序控制器11基于从数据驱动电路12接收到的数字感测电压来调整输入数字视频数据DATA,并且生成用于补偿驱动TFT中的迁移率的变化和阈值电压的变化的数字补偿数据MDATA。时序控制器11接着将数字补偿数据MDATA提供到数据驱动电路12。

[0044] 在感测驱动器中,时序控制器11控制数据驱动电路12的操作时序和选通驱动电路13的操作时序,使得能够通过快速模式感测方法从每一个像素P获得至少一个感测电压。另外,时序控制器11基于从数据驱动电路12接收到的数字感测电压Vsen来找出驱动TFT的迁移率的变化量,并且接着基于所获得的迁移率的变化量来找出驱动TFT的阈值电压的变化量。时序控制器11确定用于补偿驱动TFT的迁移率的变化量的增益值以及用于补偿驱动TFT的阈值电压的变化的偏移值。接着,时序控制器11将所述增益值和所述偏移值施加到输入数字视频数据DATA,并且生成将被施加到像素P的数字补偿数据MDATA。

[0045] 存储器20可以存储参考电压(其是用于获得迁移率的变化量的基础)以及参考补偿值(其是用于确定增益值和偏移值的基础)。

[0046] 图6例示了时序控制器、数据驱动电路以及连同外部补偿像素的详细构造一起的像素的连接结构。图7示出了能够在感测驱动器中实现快速感测模式的第一感测选通脉冲和第二感测选通脉冲的时序以及采样控制信号和初始化控制信号的时序。图8示出了图像显示驱动器中的第一图像显示选通脉冲和第二图像显示选通脉冲的时序以及采样控制信号和初始化控制信号的时序。图9示出了图像显示时段和设置在所述图像显示时段两侧的非显示时段。

[0047] 如图6所示,像素P可以包括OLED、驱动TFT DT、存储电容器Cst、第一开关TFT ST1和第二开关TFT ST2。

[0048] 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的输入端的阴极以及设置在阳极和阴极之间的有机化合物层。

[0049] 驱动TFT DT根据驱动TFT DT的栅-源电压Vgs控制流入OLED中的驱动电流IoIed。驱动TFT DT包括连接到第一节点N1的栅极、连接到高电位驱动电压EVDD的输入端的漏极和连接到第二节点N2的源极。

[0050] 存储电容器Cst连接在第一节点N1和第二节点N2之间。

[0051] 在感测驱动器中,响应于第一感测选通脉冲SCAN(参照图7),第一开关TFT ST1将被充电到数据电压供给线14A的感测数据电压(即,大于驱动TFT DT的阈值电压的预定电压)施加至第一节点N1。在图像显示驱动器中,响应于第一图像显示选通脉冲SCAN(参照图8),第一开关TFT ST1将被充电到数据电压供给线14A的图像显示数据电压Vdata(即,其中驱动TFT DT中的阈值电压的变化和迁移率的变化被补偿的数据电压)施加至第一节点N1,从而导通驱动TFT DT。第一开关TFT ST1包括连接到第一选通线15A的栅极、连接到数据电压供给线14A的漏极和连接到第一节点N1的源极。

[0052] 在感测驱动器中,响应于第二感测选通脉冲SEN(参照图7),第二开关TFT ST2导通第二节点N2和感测电压读出线14B之间的电流流动,从而将第二节点N2的源极电压存储在感测电压读出线14B的感测电容器Cx中。在图像显示驱动器中,响应于第二图像显示选通脉冲SEN(参照图8),第二开关TFT ST2导通第二节点N2和感测电压读出线14B之间的电流流动,从而将驱动TFT DT的源极电压复位至初始化电压Vpre。第二开关TFT ST2的栅极连接到第二选通线15B,第二开关TFT ST2的漏极连接到第二节点N2,并且第二开关TFT ST2的源极连接到感测电压读取线14B。

[0053] 数据驱动电路12通过数据电压供给线14A和感测电压读出线14B连接到像素P。用于存储第二节点N2的源极电压作为感测电压Vsen的感测电容器Cx可以形成在感测电压读出线14B上。数据驱动电路12包括数字-模拟转换器(DAC)、模拟-数字转换器(ADC)、初始化开关SW1以及采样开关SW2。

[0054] 在感测驱动器中,DAC可以在时序控制器11的控制下产生感测数据电压Vdata,并且可以将感测数据电压Vdata输出至数据电压供给线14A。在图像显示驱动器中,DAC可以在时序控制器11的控制下将数字补偿数据转换成图像显示数据电压Vdata,并且可以将所述图像显示数据电压Vdata输出至数据电压供给线14A。

[0055] 响应于初始化控制信号SPRE(参照图7和图8),初始化开关SW1导通初始化电压

V_{pre} 的输入端和感测电压读出线14B之间的电流流动。在感测驱动器中,响应于采样控制信号SSAM(参照图7),采样开关SW2导通感测电压读出线14B和ADC之间的电流流动,从而向ADC提供驱动TFT DT的源极电压(作为感测电压),驱动TFT DT的源极电压在预定时间段被存储在感测电压读出线14B的感测电容器 C_x 中。ADC将存储在感测电容器 C_x 中的模拟感测电压转换成数字值 V_{sen} 并将该数字感测电压 V_{sen} 提供至时序控制器11。在图像显示驱动器中,响应于采样控制信号SSAM(参照图8),采样开关SW2连续保持断开状态。

[0056] 下面参照图6和图7来描述感测驱动器中的像素P的操作。

[0057] 采用根据本发明的实施方式的快速模式感测方法的感测驱动器包括编程时段 T_{pg} 、感测与存储时段 T_{sen} 以及采样时段 T_{sam} 。

[0058] 在编程时段 T_{pg} 期间,驱动TFT DT的栅-源电压 V_{gs} 被设置为导通驱动TFT DT。为此,在导通水平(on-level)下输入第一感测选通脉冲SCAN和第二感测选通脉冲SEN以及初始化控制信号SPRE,并且在截止水平(off-level)下输入采样控制信号SSAM。因此,第一开关TFT ST1导通并将感测数据电压提供给第一节点N1。另外,初始化开关SW1和第二开关TFT ST2导通并将初始化电压 V_{pre} 提供给第二节点N2。在这种情况下,采样开关SW2截止。

[0059] 在感测与存储时段 T_{sen} 期间,感测并存储由流入驱动TFT DT中的电流 I_{ds} 而导致驱动TFT DT的源极电压的增加。在感测与存储时段 T_{sen} 期间,为了能够精确感测,驱动TFT DT的栅-源电压 V_{gs} 必须被保持恒定。为此,在截止水平下输入第一感测选通脉冲SCAN,在导通水平下输入第二感测选通脉冲SEN,并且在截止水平下输入初始化控制信号SPRE和采样控制信号SSAM。在感测与存储时段 T_{sen} 期间,第二节点N2的电位由于流入驱动TFT DT中的电流 I_{ds} 而增加,并且第二节点N2的充电电压(即,源极电压)经由第二开关TFT ST2被存储在感测电容器 C_x 中。

[0060] 在采样时段期间,在预定时间段被存储在感测电容器 C_x 中作为感测电压的驱动TFT DT的源极电压被提供给ADC。为此,在截止水平下输入第一感测选通脉冲SCAN,在导通水平下输入第二感测选通脉冲SEN和采样控制信号SSAM,并且在截止水平下输入初始化控制信号SPRE。

[0061] 根据本发明的一个实施方式,可以仅使用快速模式感测方法来获得感测电压,并且基于所述感测电压获得驱动TFT中的迁移率的变化量和阈值电压的变化量。在一个实施方式中,可以不使用相关技术中的慢速模式感测方法来获得驱动TFT的阈值电压的变化量。因为快速模式感测方法的感测速度比使用源极跟随器方式的慢速模式感测方法的感测速度快数十至数百倍,所以根据本发明的实施方式在感测驱动器中所需的时间极大地减少。由于根据本发明的实施方式的感测驱动器使用快速模式感测方法,因此可以在属于图像显示时段X0的垂直消隐期VB或者被布置在图像显示时段X0之前的第一非显示时段X1(如图9所示)中执行根据本发明的实施方式的感测驱动器。由于本发明的实施方式基于通过快速模式感测方法得到的感测电压还获得驱动TFT的阈值电压的变化量,因此在被布置于图像显示时段X0之后的第二非显示时段X2内不需要执行感测驱动器。在本文中所公开的实施方式中,垂直消隐期VB被定义为相邻的图像显示帧DF之间的时段。第一非显示时段X1可以被定义为从驱动电源启用信号PON的施加时间点经过数十至数百个帧通过为止的时段。第二非显示时间段X2可以被定义为从驱动电源禁用信号POFF的施加时间点经过数十至数百个帧通过为止的时段。

[0062] 当通过感测驱动器确定用于补偿驱动TFT中的迁移率的变化量和阈值电压的变化量的补偿值时,本发明的实施方式将补偿数据电压施加到像素P。感测驱动器的后面是用于显示图像的图像显示驱动器。

[0063] 下面将参照图6和图8来描述图像显示驱动器中的像素P的操作。

[0064] 如图8所示,根据本发明的实施方式的图像显示驱动器在①、②和③时段中被分开执行。

[0065] 在①时段期间,初始化开关SW1和第二开关TFT ST2被接通并将第二节点N2复位到初始化电压Vpre。

[0066] 在②时段期间,第一开关TFT ST1被接通并将补偿数据电压Vdata提供到第一节点N1。在这种情况下,第二节点N2通过第二开关TFT ST2被保持在初始化电压Vpre。因此,在②时段期间,驱动TFT DT的栅-源电压Vgs被编程到期望的水平。

[0067] 在③时段期间,第一开关TFT ST1和第二开关TFT ST2被关断,并且驱动TFT DT在经编程的水平下产生驱动电流IoIed并将该驱动电流IoIed施加到OLED。OLED发出与驱动电流IoIed相对应的亮度的光并表示灰度级。

[0068] 图10例示了根据本发明的实施方式的用于补偿有机发光显示器的图像质量的方法。图11示出了当应用本发明的实施方式时驱动TFT的特性曲线的匹配度。

[0069] 如图10所示,如上所述,本发明的实施方式在图像显示之前(在图9中的第一非显示时段X1)或在图像显示期间(在图9中的图像显示时段X0中的垂直消隐期VB)使用快速模式感测方法来获得感应电压,并且基于所述感测电压来感测驱动TFT的迁移率的变化量。本发明的实施方式接着根据迁移率的变化量获得驱动TFT的阈值电压的变化量。本发明的实施方式可以使用当迁移率的变化量被感测到时得到的函数等式或者可以通过预先确定的查找表使用迁移率的变化量与阈值电压的变化量之间的关系,以便获得阈值电压的变化量。迁移率的变化量基于增益值的校正和计算,并且计算出的增益值被存储在存储器中。阈值电压的变化量基于偏移值的校正和计算,并且计算出的偏移值被存储在存储器中。

[0070] 由于本发明的实施方式可以使用能够得到迁移率的变化量的快速模式感测方法来获得阈值电压的变化量,因此可以减小本发明的实施方式中的逻辑尺寸。在相关技术中,需要用于存储初始偏移值和驱动器关断过程(在图9中的第二非显示时段X2)中获得的不同的偏移值的额外的存储器。但是,由于本发明的实施方式可以通过一个过程(在图9中的第一非显示时段X1和图像显示时段X0中的垂直消隐期VB)同时执行迁移率的补偿和阈值电压的补偿,因此不需要额外的存储器。本发明的实施方式可以将初始增益值连续地保持在存储器的第一存储区域中,或者可以将初始增益值更新为新的值。此外,本发明的实施方式可以将初始偏移值连续地保持在存储器的第二存储区域中,或者可以将初始偏移值更新为新的值。

[0071] 由于本发明的实施方式通过一个过程同时执行迁移率的补偿和阈值电压的补偿,因此本发明的实施方式可以精确地补偿TFT的真实参数的变化特性。因此,本发明的实施方式可以最大化补偿性能。

[0072] 例如,假定随着温度上升,产生了迁移率 μ 的增加和阈值电压Vth的降低。在这种情况下,如图11的(A)所示,TFT的初始特性曲线①在经过TFT的中间特性曲线②之后被改变为TFT的最终特性曲线③。

[0073] 然而,如图11的(B)所示,当如同在相关技术中一样仅迁移率 μ 通过长时间的驱动来补偿时,TFT的初始特性曲线①被扭曲到远离目标值的TFT的最终特性曲线④。这样的错误起源于如下认知,即,电流变化仅由迁移率 μ 的变化来产生,而没有考虑阈值电压 V_{th} 的变化。对相对高的灰度水平下的像素执行迁移率 μ 的补偿。因此,除了高灰度水平以外,补偿偏差在中间灰度水平和低灰度水平下增大。另一方面,由于本发明的实施方式通过一个过程执行迁移率 μ 的补偿和阈值电压 V_{th} 的补偿二者,因此可以获得接近于图11的结果。

[0074] 图12示出了根据本发明的实施方式的有机发光显示器的图像质量补偿装置。图13和图14示出了使用基于感测电压得到的N阶函数的等式来获得阈值电压的变化量的示例。图15示出了基于感测电压获得迁移率的变化量并且使用迁移率的变化量与阈值电压的变化量之间的关系在预先确定的查找表中获得阈值电压的变化量的示例。图16例示了作为本发明的实施方式的效果用于补偿迁移率的变化量的增益值的裕量的增加的原理。

[0075] 如图12所示,根据本发明的实施方式的有机发光显示器的图像质量补偿装置包括感测单元30、补偿参数确定单元40和数据补偿单元50。感测单元30可以被实现为数据驱动电路12,并且补偿参数确定单元40和数据补偿单元50可以被包括在时序控制器11中。

[0076] 感测单元30通过快速模式感测方法从显示面板的每一个像素检测至少一个感测电压 V_{sen} 。

[0077] 补偿参数确定单元40基于感测电压 V_{sen} 获得包括在像素中的驱动TFT的迁移率变化量,并且基于迁移率的变化量确定用于补偿驱动TFT的阈值电压的变化的偏移值 OSV 和用于补偿驱动TFT的迁移率的变化量的增益值 GV 。为此,补偿参数确定单元40包括补偿值计算单元41、偏移值计算单元42和增益值计算单元43。

[0078] 补偿值计算单元41基于感测电压 V_{sen} 获得驱动TFT的迁移率的变化量,并且基于迁移率的变化量获得驱动TFT的阈值电压的变化量。补偿值计算单元41接着根据阈值电压的变化量来获得补偿值1和补偿值2。补偿值计算单元41可以使用如图13和图14中所示的函数等式或者可以使用如图15中所示的查找表,以便获得补偿值1和补偿值2。

[0079] 如图13和14所示,补偿值计算单元41获得用于基于感测电压 V_{sen} 找出驱动TFT的迁移率的变化量的N阶函数的等式(其中,N是等于或大于2的正整数),并且可以使用所述N阶函数的等式来计算阈值电压的变化量。为了获得N阶函数的等式,补偿值计算单元41将不同水平的感测数据电压施加到相同的像素N次,以获得N个感测电压 V_{sen} 。补偿值计算单元41可以获得坐标点,在所述坐标点处,感测数据电压与感测电压相互对应。

[0080] 例如,如图13所示,补偿值计算单元41通过与第一感测数据电压 V_1 和第二感测数据电压 V_2 相对应的初始感测值 V_{out1} 和 V_{out2} 计算与具有坐标点 P_1 和 P_2 的曲线1(G_1)相对应的线性函数的等式1。在本文中所公开的实施方式中,初始感测值 V_{out1} 和 V_{out2} 在产品运输(product shipping)步骤中被感测并预先存储在存储器中。在感测驱动器中,补偿值计算单元41再次将第一感测数据电压 V_1 和第二感测数据电压 V_2 施加到像素,并且获得与第一感测数据电压 V_1 相对应的第一感测电压 V_{sen1} 和与第二感测数据电压 V_2 相对应的第二感测电压 V_{sen2} ,从而通过第一感测电压 V_{sen1} 和第二感测电压 V_{sen2} 计算出与具有坐标点 P_3 和 P_4 的曲线2(G_2)相对应的线性函数的等式2。补偿值计算单元41获得函数等式1的斜率与函数等式2的斜率之间的差,并且计算所述差的结果作为驱动TFT的迁移率的变化量。补偿值计算单元41接着基于所计算出的迁移率的变化量来计算驱动TFT的阈值电压的变化量。也就

是说,补偿值计算单元41朝着曲线1 (G1) 移动曲线2 (G2) 以得到曲线3 (G3),曲线3 (G3) 与曲线1 (G1) 共享x轴截距 (x-intercept)。此外,补偿值计算单元41计算曲线1 (G1) 的斜率与曲线3 (G3) 的斜率之间的差作为驱动TFT的迁移率的变化量,并且计算曲线2 (G2) 的x轴截距与曲线3 (G3) 的x轴截距之间的差作为驱动TFT的阈值电压的变化量 V_{th_Shift} 。在图13中,“ V_{th_Init} ”表示驱动TFT的初始阈值电压。如图14所示,补偿值计算单元41可以使用通过三个感测操作获得的二次函数的等式来计算驱动TFT的迁移率的变化量和驱动TFT的阈值电压的变化量。

[0081] 接着,如图15所示,补偿值计算单元41使用查找表来预先存储取决于温度变化的驱动TFT中的迁移率的变化量与阈值电压的变化量之间的关系。当根据参考电压 V_{ref} 与感测电压 V_{sen} 之间的偏差 (其从存储器20中读取) 来获得驱动TFT的迁移率的变化量时,补偿值计算单元41可以使用存储在查找表中的关系从驱动TFT的迁移率的变化量推导出驱动TFT的阈值电压的变化量。

[0082] 如上所述,当计算补偿值1和补偿值2时,偏移值计算单元42将从存储器20中读取的参考补偿值1与补偿值1进行比较以计算出偏移值。增益值计算单元43将从存储器20中读取的参考补偿值2与补偿值2进行比较以计算出增益值。

[0083] 在本文中所公开的实施方式中,参考补偿值1被固定到初始补偿值 (其被预先确定),或者每隔预定感测时段被更新为补偿值1。在这种情况下,在第(N-1)个时段中计算出的补偿值1可以被选择为第N个时段中的参考补偿值1。以与参考补偿值1的方式相同的方式,参考补偿值2被固定到初始补偿值 (其被预先确定),或者每隔预定感测时段被更新为补偿值2。在这种情况下,在第(N-1)个时段中计算出的补偿值2可以被选择为第N个时段中的参考补偿值2。

[0084] 数据补偿单元50将增益值和偏移值施加到输入数字视频数据DATA,并且生成待被施加到像素的数字补偿数据MDATA。更具体地,数据补偿单元50将增益值乘以输入数字视频数据DATA的灰度水平,并且将该偏移值增加到相乘的结果,从而生成数字补偿数据MDATA。

[0085] 本发明的实施方式的操作效果可以概括如下。

[0086] 首先,由于本发明的实施方式可以使用具有快感测速度的迁移率感测方法找出驱动TFT的阈值电压的变化量,因此可以极大地减少所使用的存储器的量、逻辑尺寸以及在感测驱动器中所需的时间。

[0087] 其次,本发明的实施方式可以通过一个过程执行迁移率的补偿和阈值电压的补偿,因此可以精确地补偿TFT的真实参数的变化特性。因此,本发明的实施方式可以最大化补偿性能。

[0088] 第三,由于本发明的实施方式通过一个过程执行迁移率的补偿和阈值电压的补偿,因此可以简化补偿过程。此外,简单的补偿过程增加了用户便利性。

[0089] 第四,由于本发明的实施方式通过一个过程执行迁移率的补偿和阈值电压的补偿,因此与相关技术相比可以充分保证用于补偿迁移率的变化量的补偿值的裕量。如图16所示,假定由于连续图像显示驱动器而产生了3Y的下降,并且因此驱动TFT的迁移率和阈值电压必须被分别从初始状态由2Y和Y额外补偿。在下面额外地描述与相关技术相比的本发明的实施方式的效果。

[0090] 在相关技术的图像质量补偿技术中,由于仅能够在图9中的第二非显示时段X2中

执行驱动TFT的阈值电压的变化量的补偿,因此仅迁移率必须被从初始状态由 $3Y$ 进行额外补偿,以便补偿在图像显示时段 $X0$ 中产生的 $3Y$ 的下降。在相关技术中,难以保证用于补偿迁移率的补偿值的裕量。

[0091] 另一方面,本发明的实施方式能够在图9中所示的第一非显示时段 $X1$ 或图像显示时段 $X0$ 中连同驱动TFT的迁移率的补偿一起来执行驱动TFT的阈值电压的补偿。因此,驱动TFT的迁移率和阈值电压能够被分别从初始状态由 $2Y$ 和 Y 进行额外补偿。因此,在本发明的实施方式中,容易保证用于补偿迁移率的补偿值的裕量。

[0092] 虽然已经参照其多个示例性实施方式来描述实施方式,但是应当理解的是,本领域技术人员能够设计出将落入本公开的原理的范围内的众多其它修改和实施方式。更具体地,在本公开、附图和所附权利要求的范围内能够对主题组合布置的组成部件和/或布置进行各种变型和修改。除了对组成部件和/或布置的变化和修改之外,对于本领域技术人员而言替代使用也将是显而易见的。

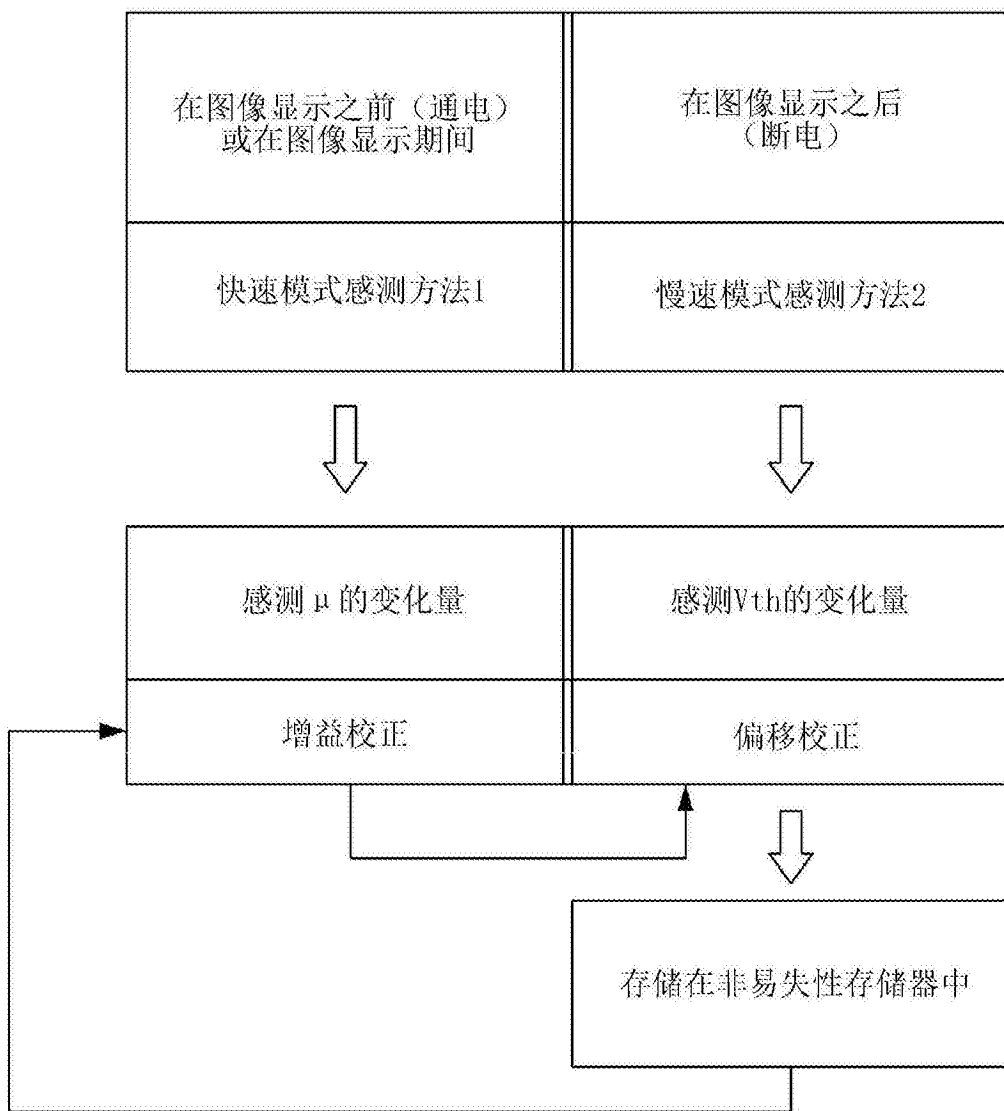


图1

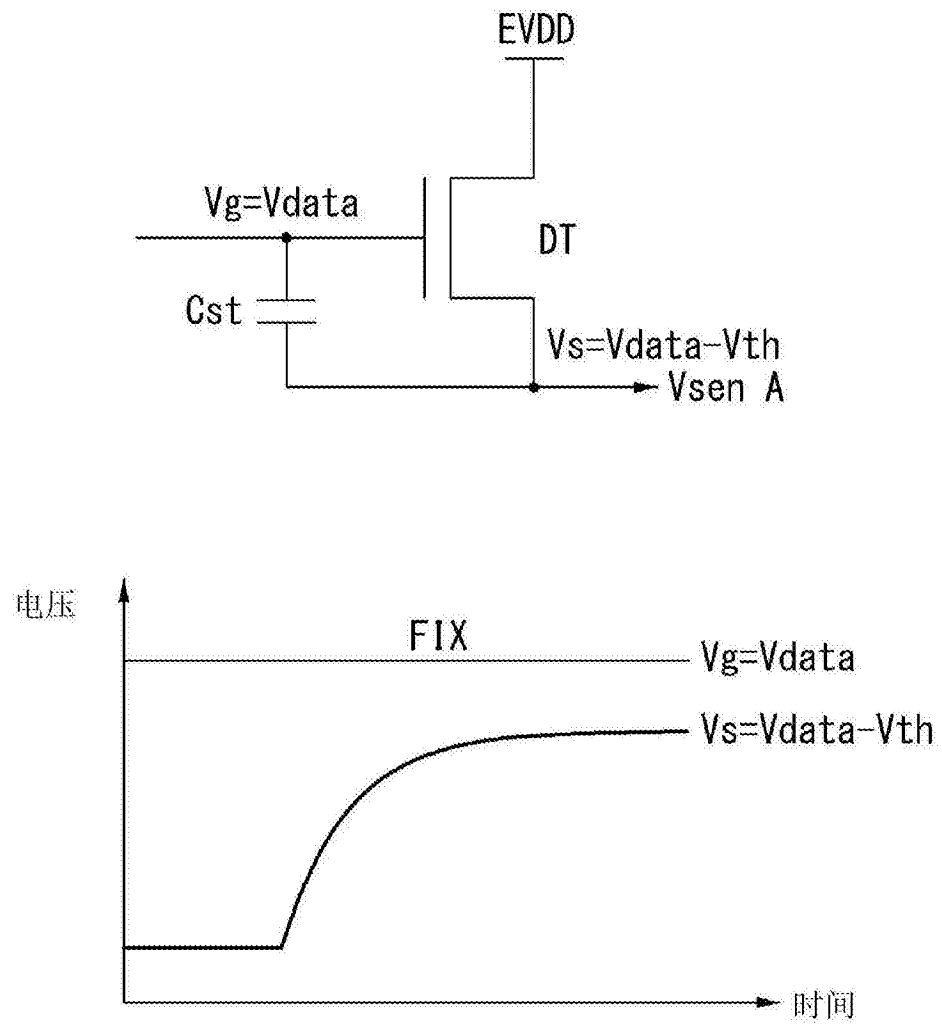


图2A

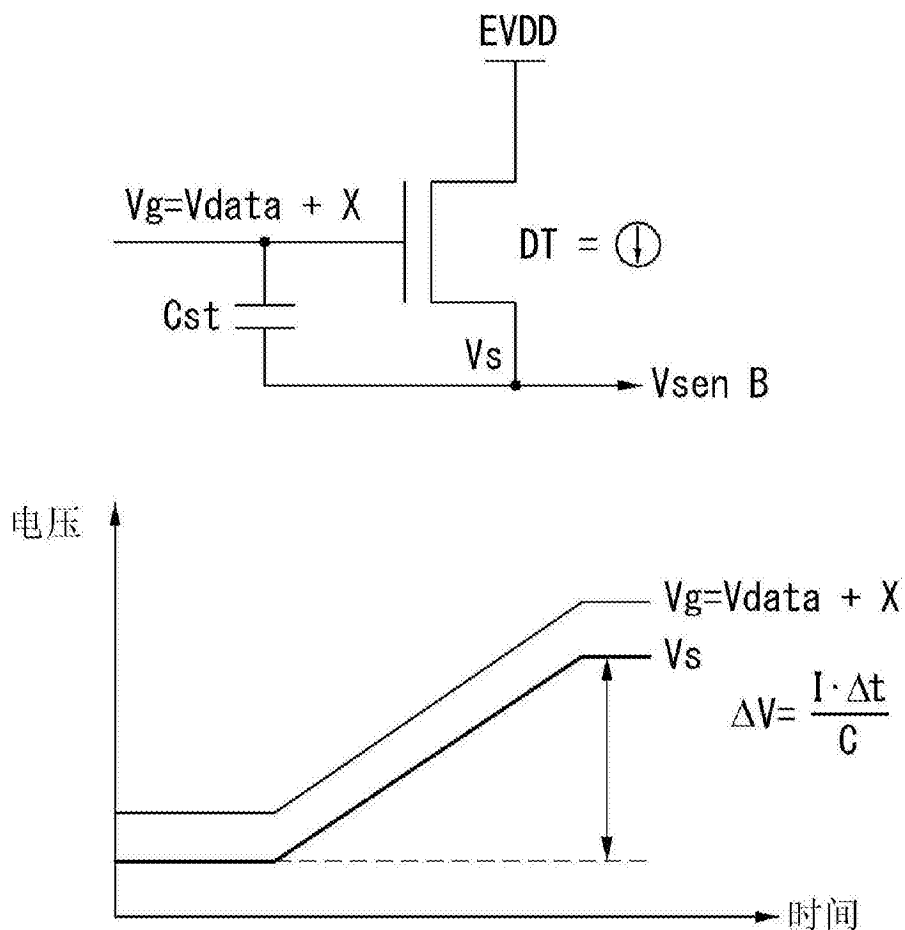


图2B

在每个灰度级下取决于 V_{th} 和/或 μ 的
变化的像素电流的变化率

比率	31灰度	63灰度	127灰度	255灰度	峰值
仅 V_{th} 的变化	154.72%	126.52%	113.12%	106.37%	102.02%
V_{th} 和 μ 的变化 (现实)	205.93%	157.98%	136.63%	125.53%	118.45%
仅 μ 的变化	136.93%	126.28%	121.08%	118.19%	116.22%

低灰度级： V_{th} 的影响增大
高灰度级： μ 的影响增大

图3

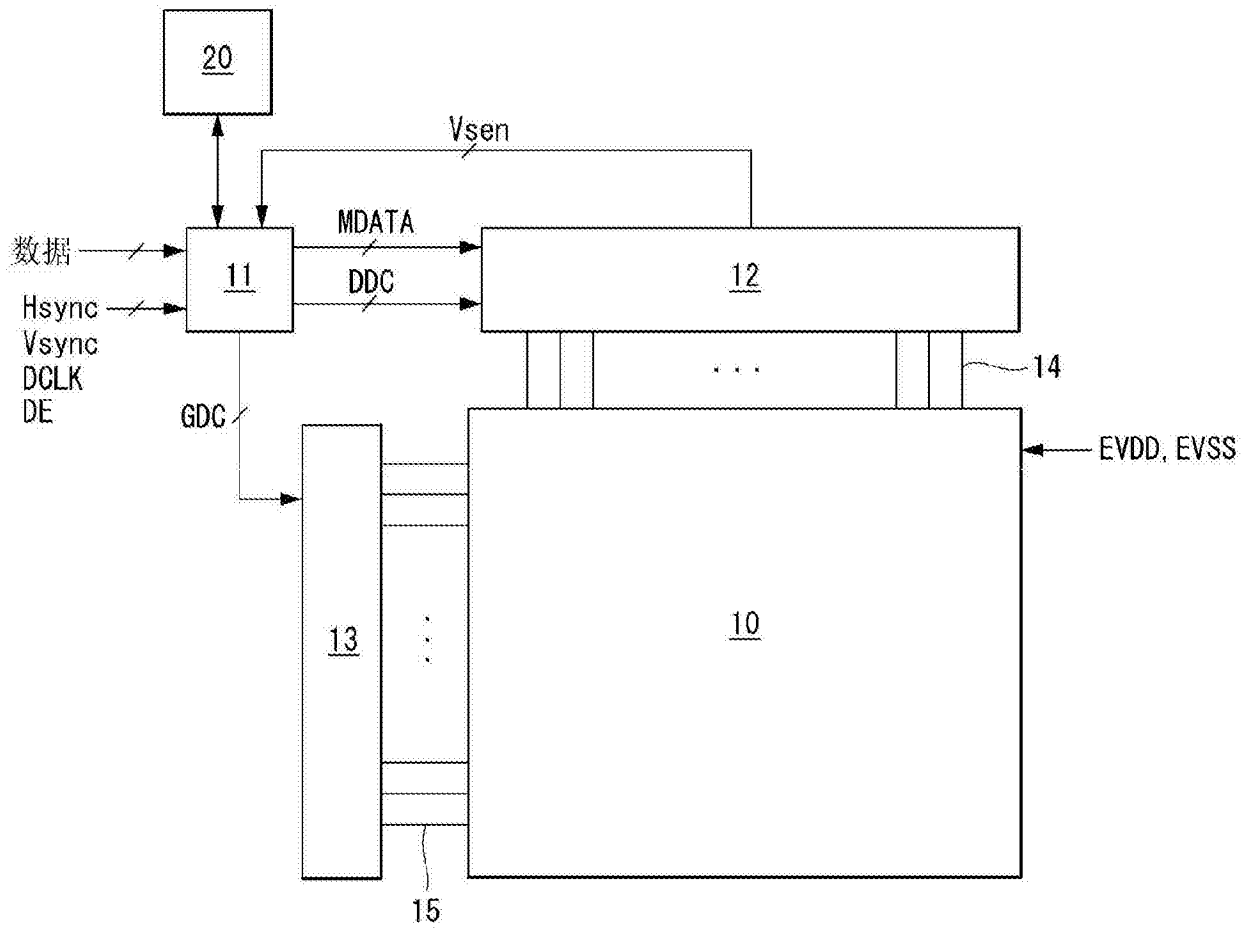


图4

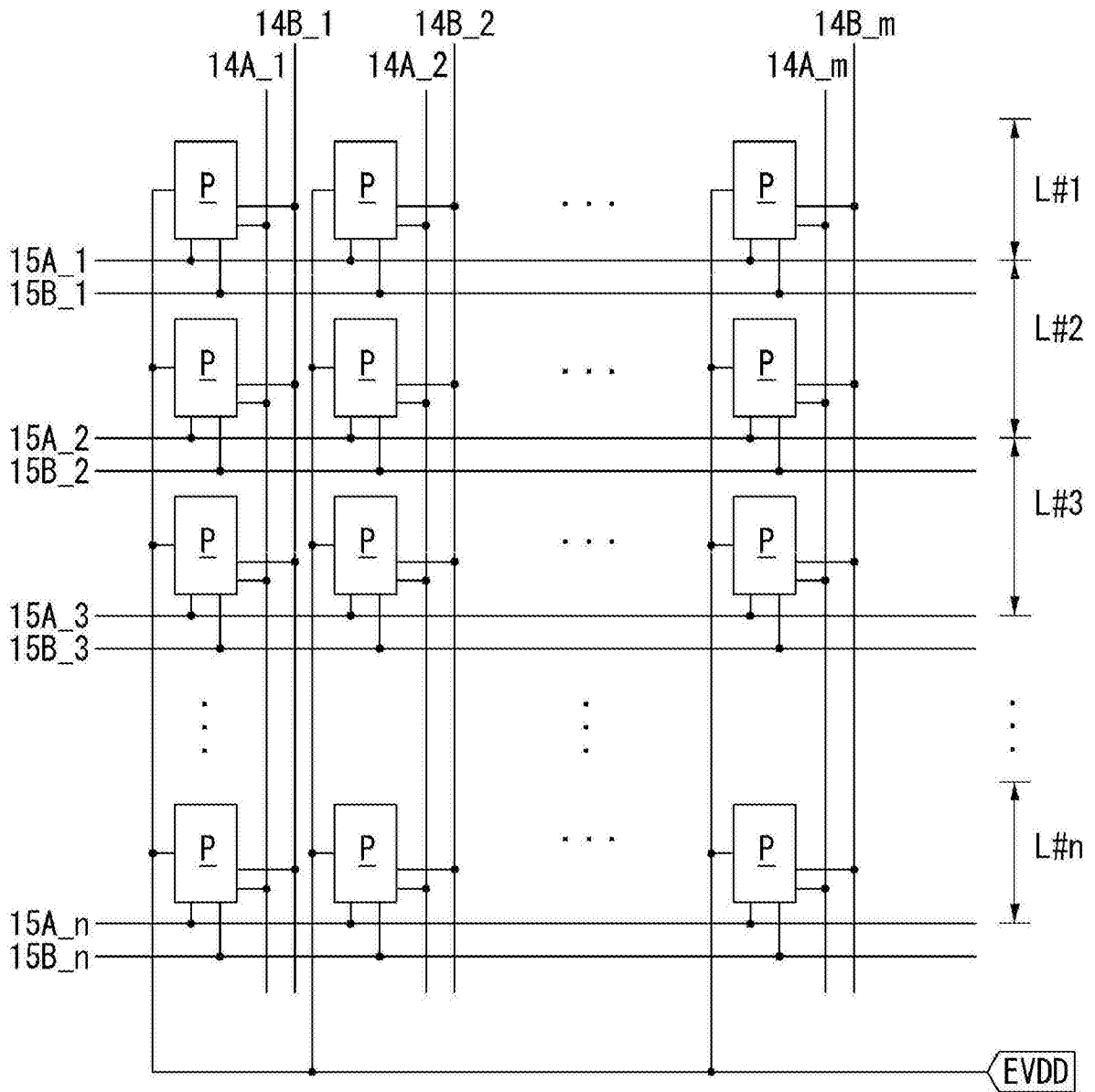


图5

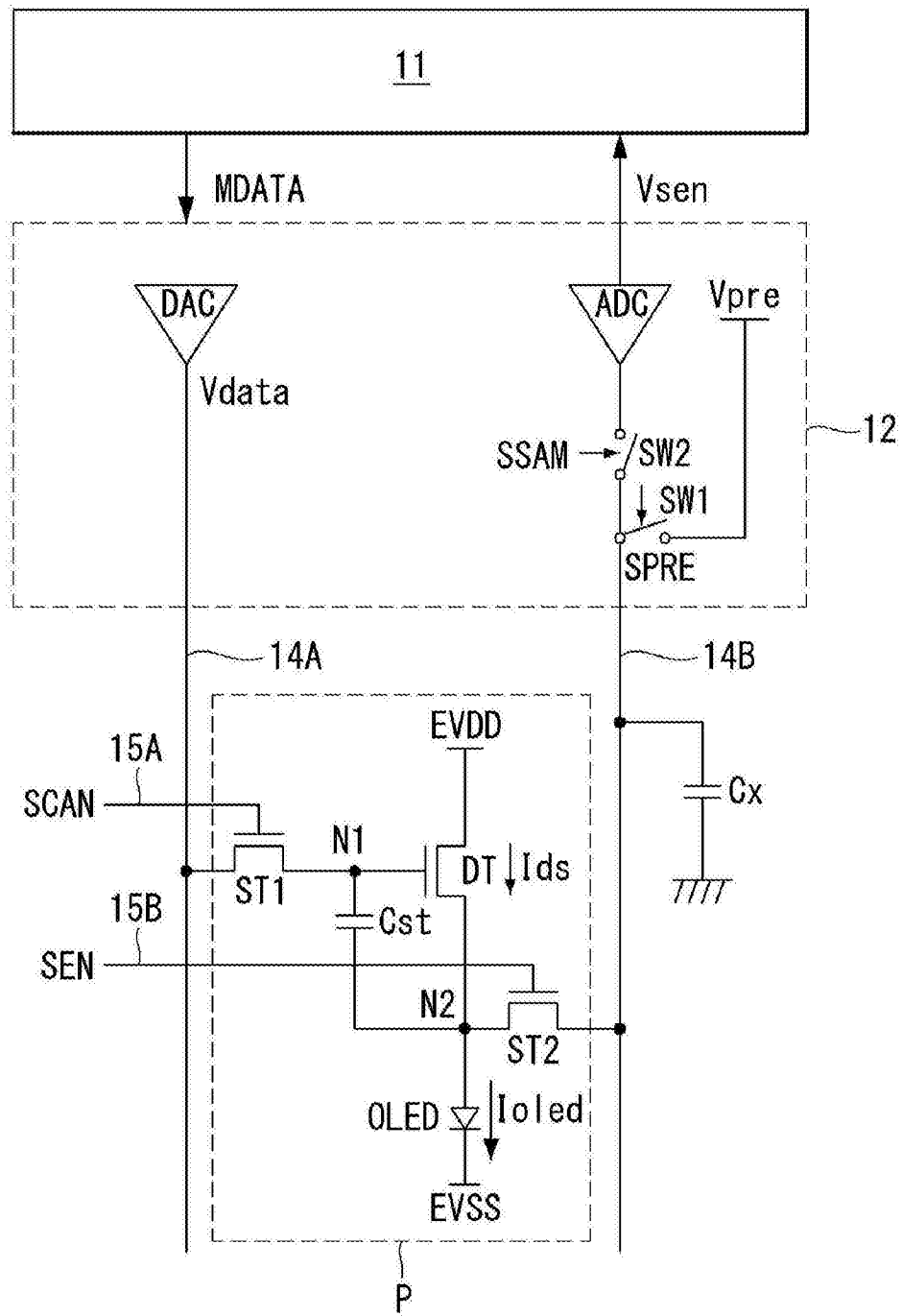


图6

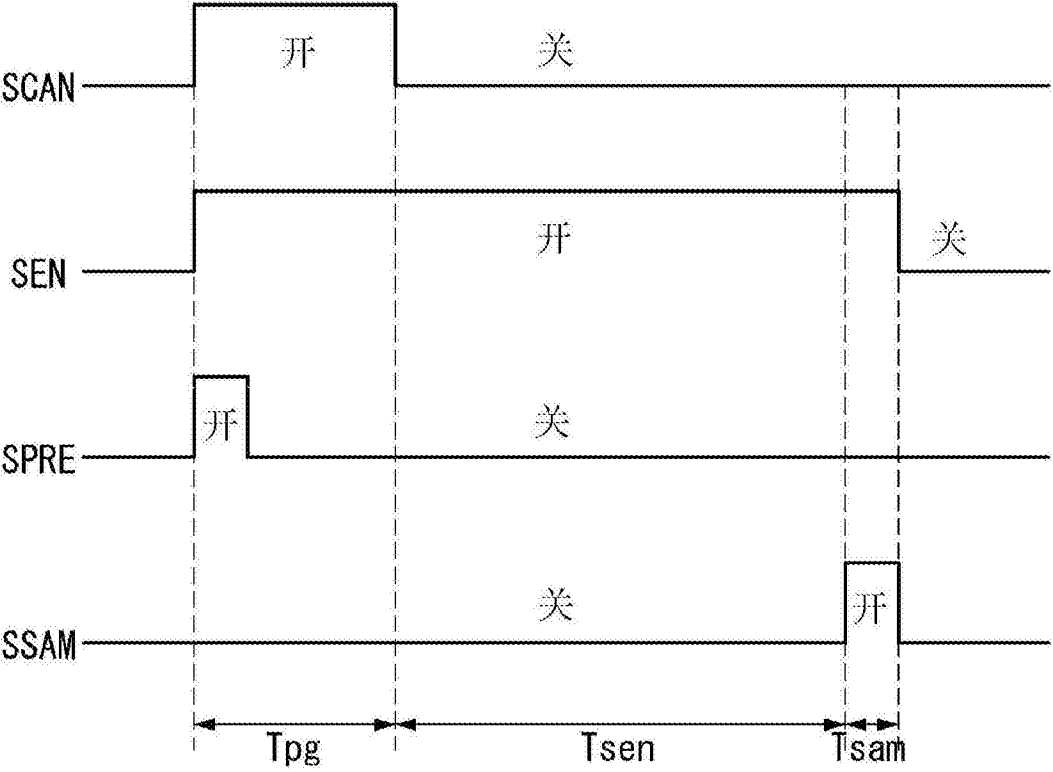


图7

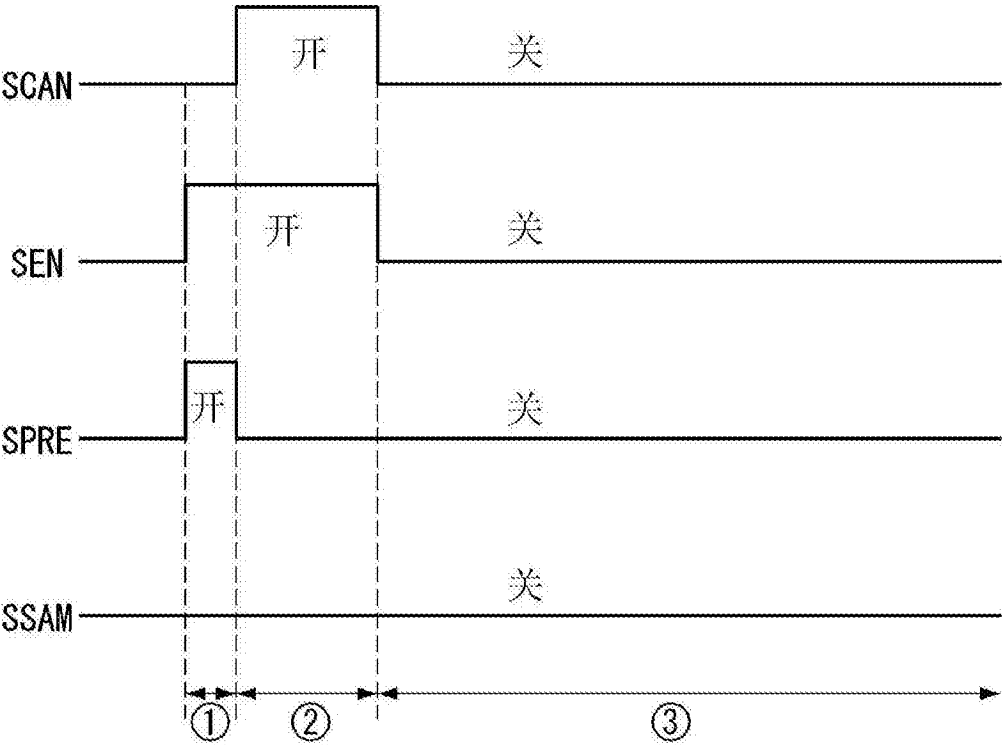


图8

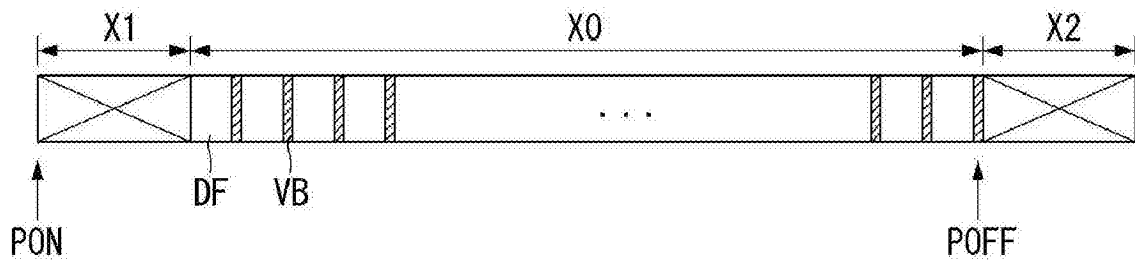


图9

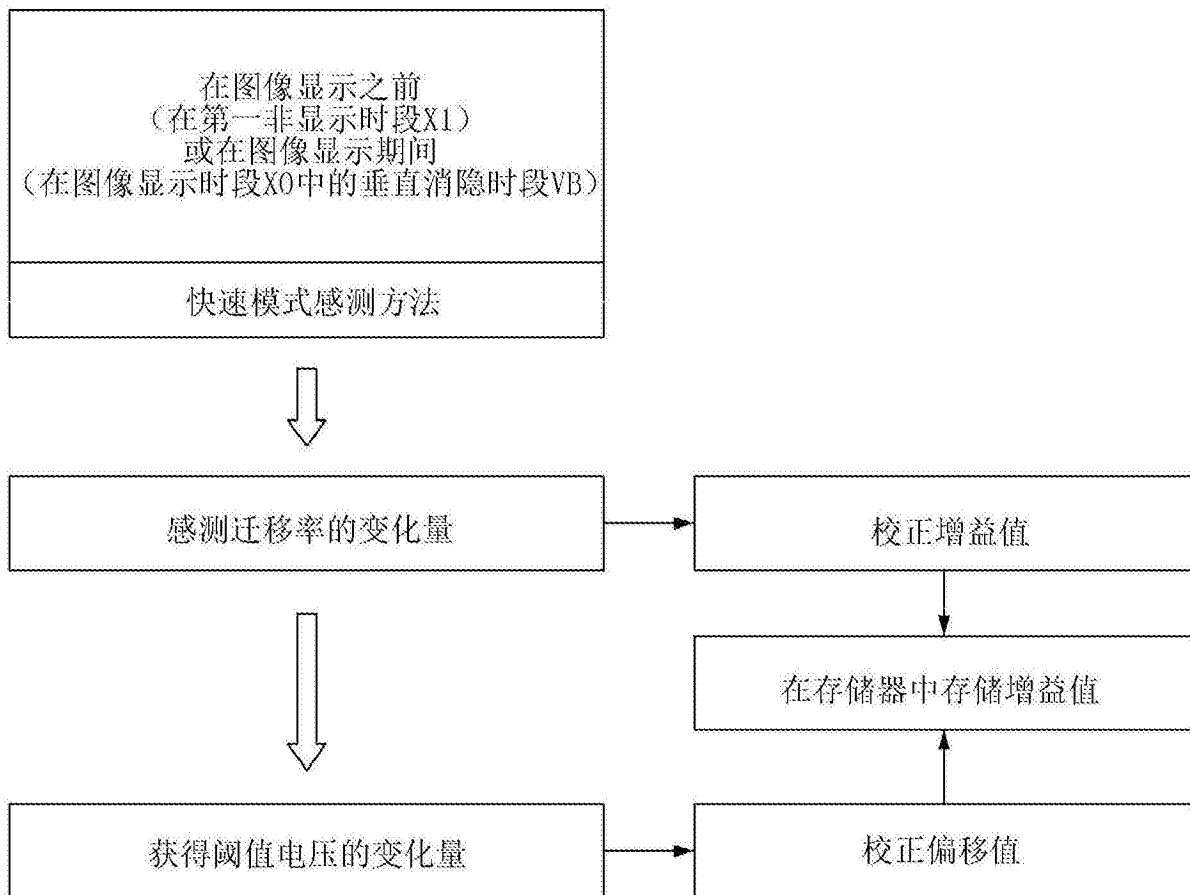


图10

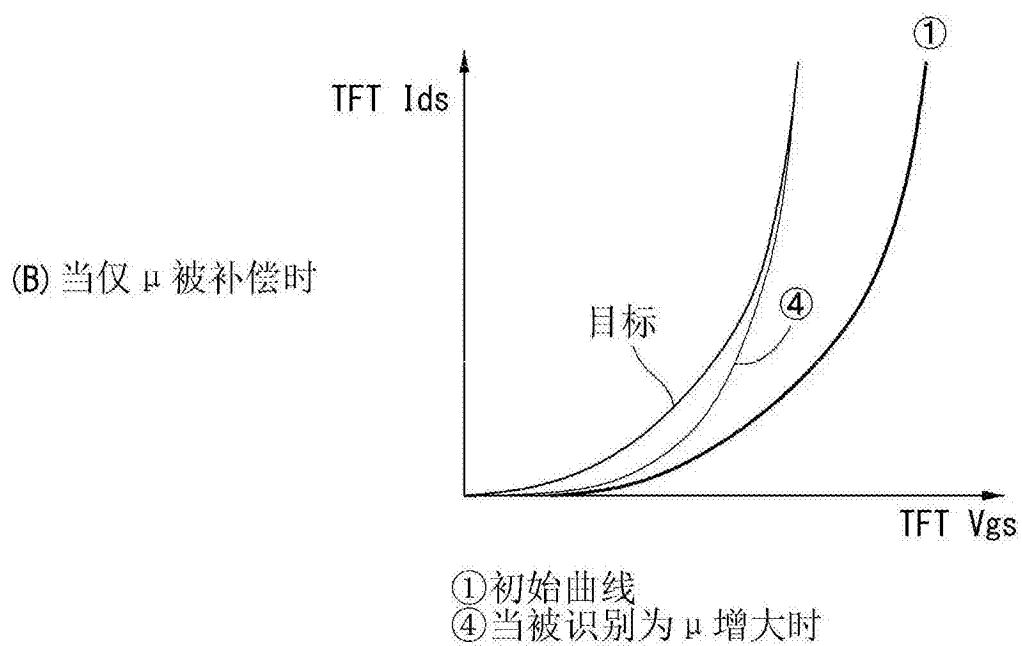
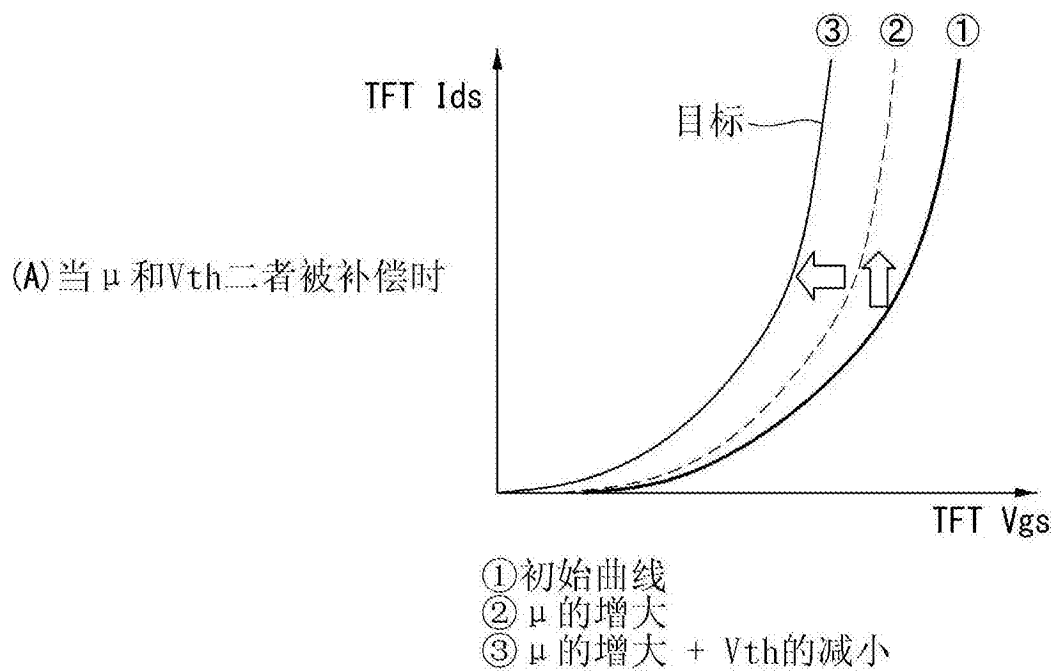


图11

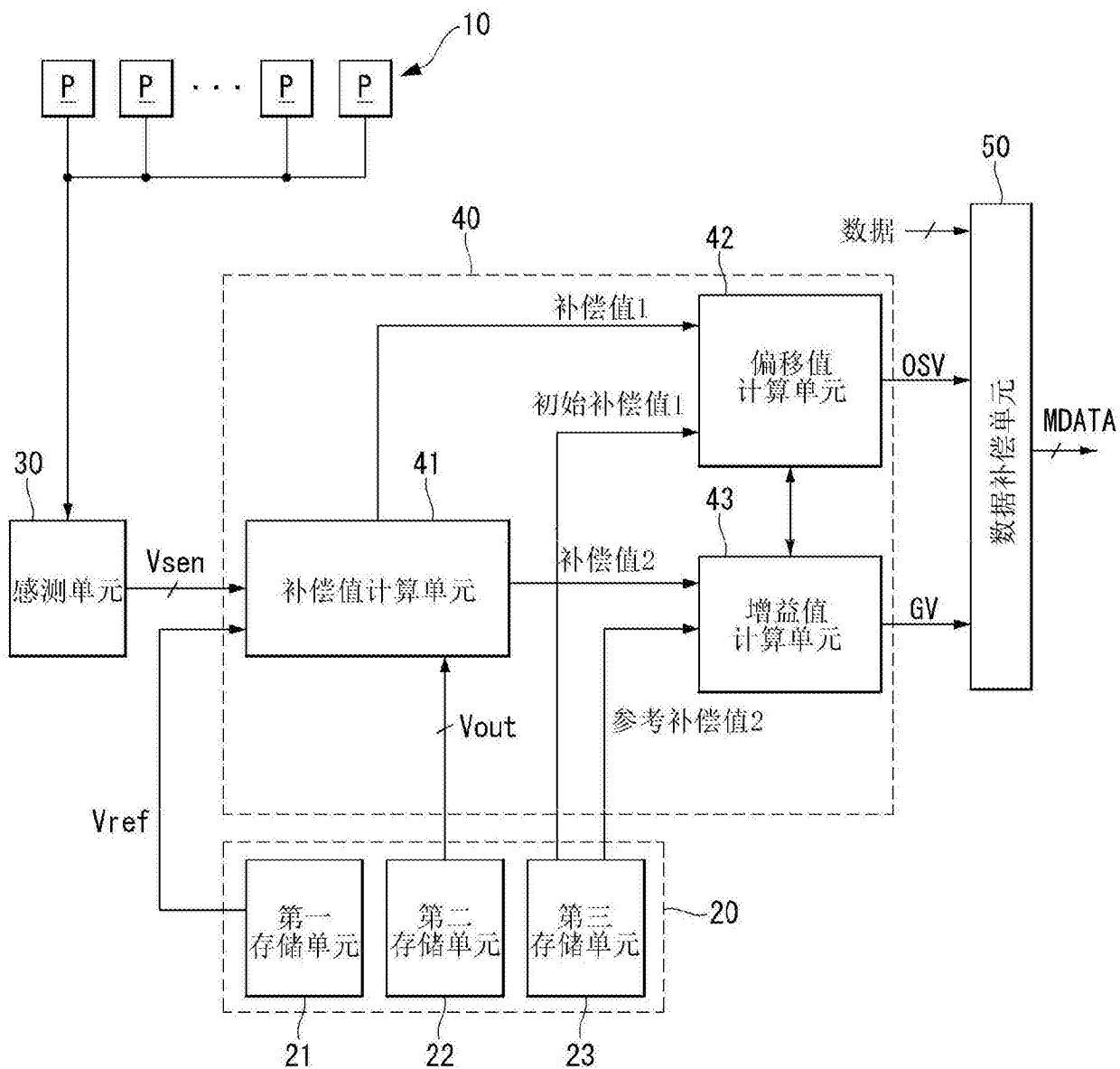


图12

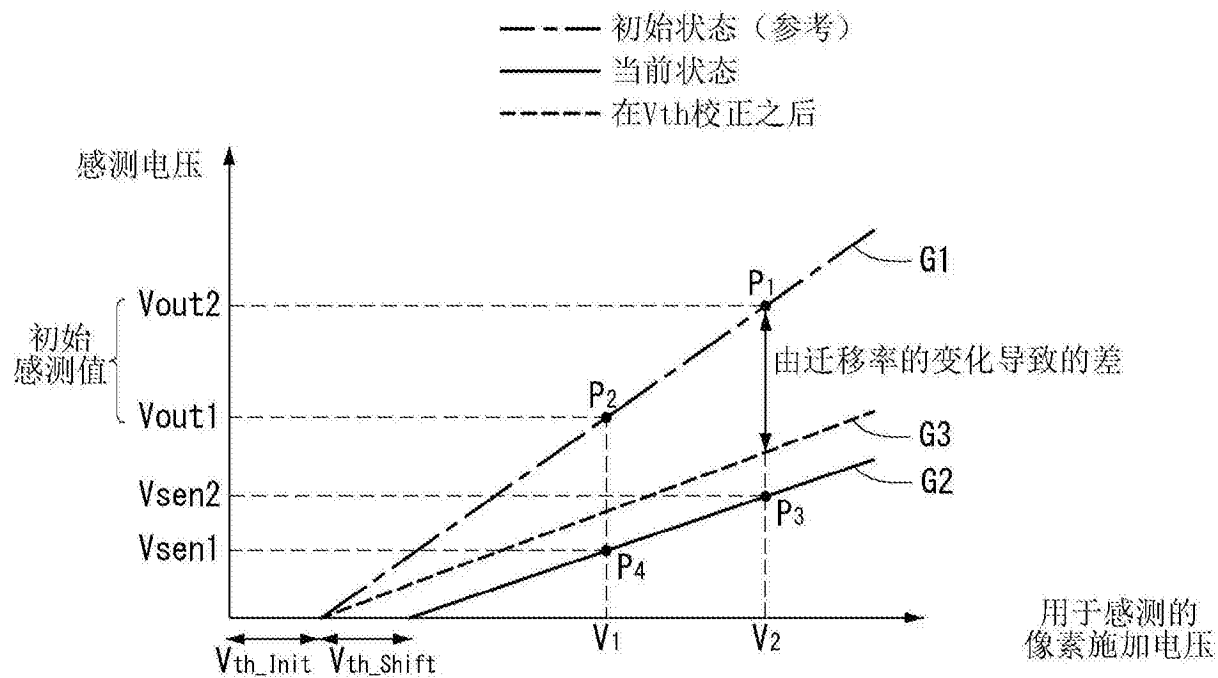


图13

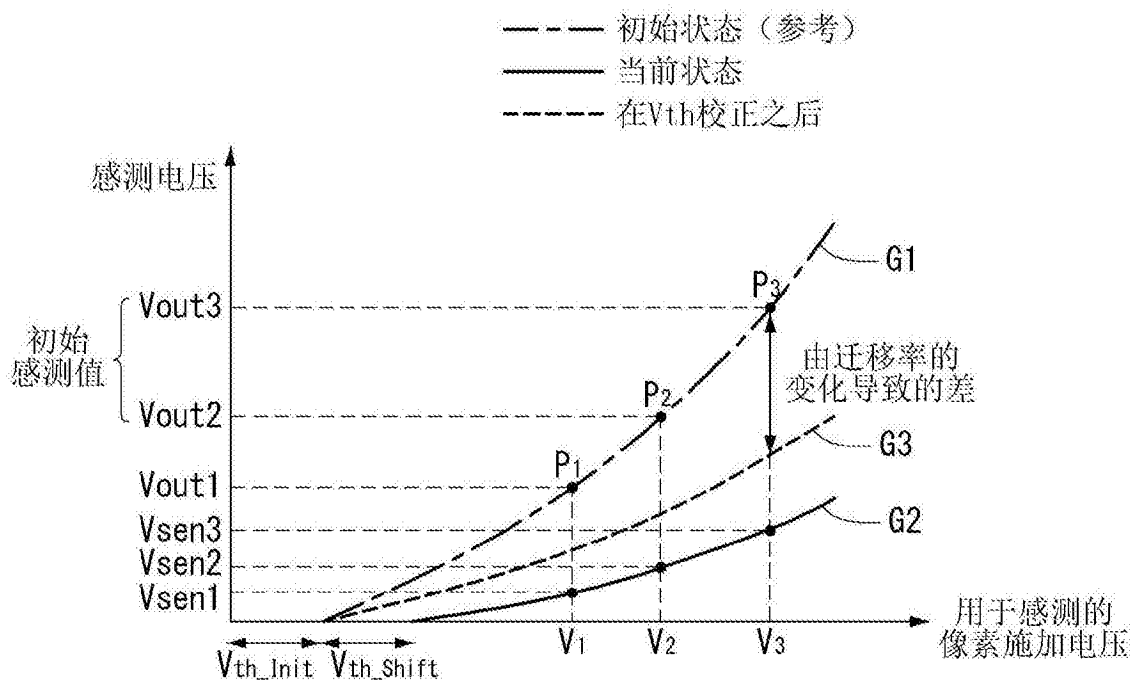


图14

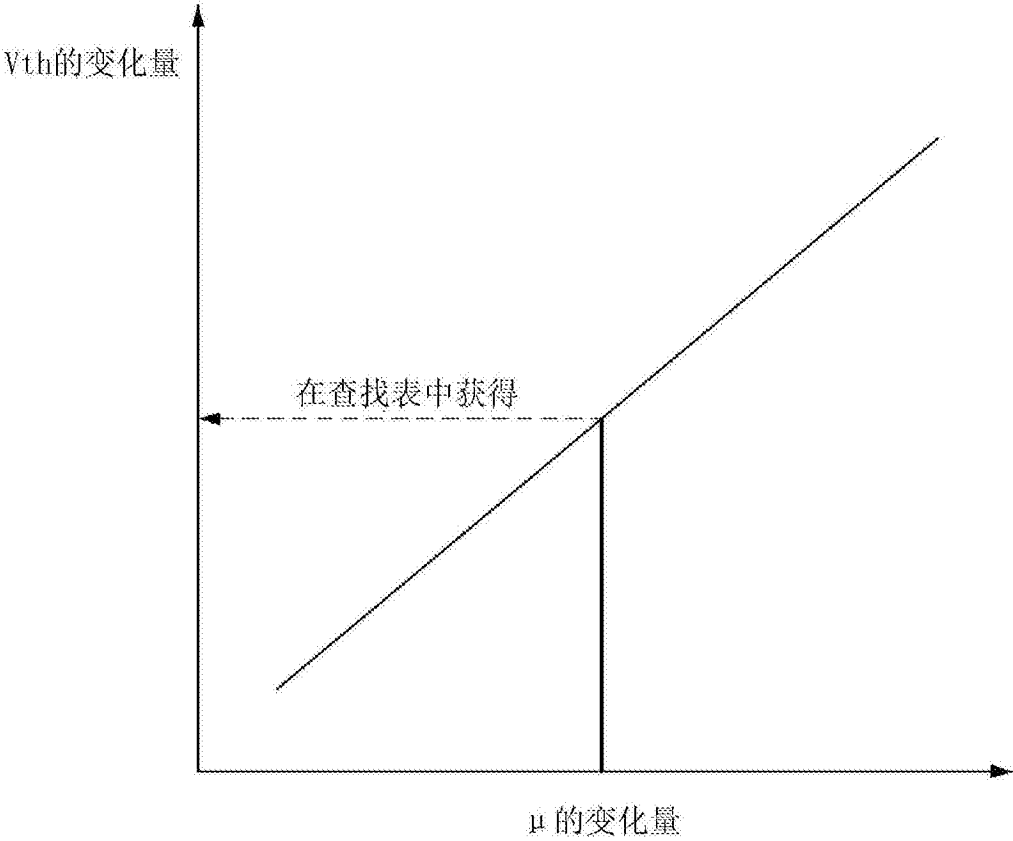


图15

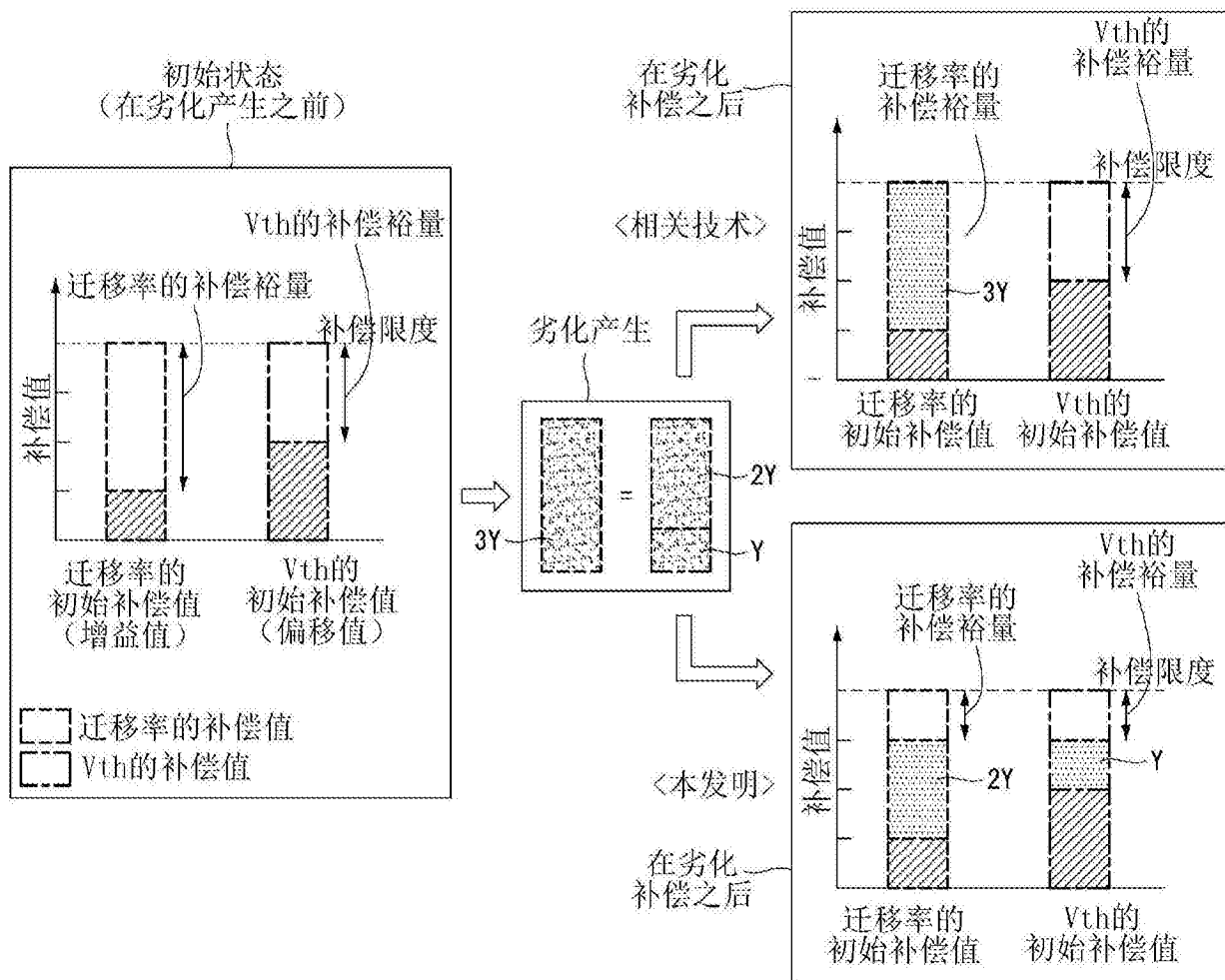


图16

专利名称(译)	有机发光显示装置及其图像质量补偿方法		
公开(公告)号	CN104700772B	公开(公告)日	2017-06-06
申请号	CN201410725168.9	申请日	2014-12-03
[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	南宇镇 崔镇宅 崔圣嫻		
发明人	南宇镇 崔镇宅 崔圣嫻		
IPC分类号	G09G3/3233		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G2300/0408 G09G2300/0842 G09G2310/0251 G09G2320/0295 G09G2320/041 G09G2320/045 G09G2330/08		
代理人(译)	刘久亮		
审查员(译)	李小艳		
优先权	1020130149395 2013-12-03 KR		
其他公开文献	CN104700772A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

有机发光显示装置及其图像质量补偿方法。公开了一种有机发光显示装置(OLED)及其图像质量补偿方法。有机发光显示装置包括用于显示图像的多个像素，所述多个像素中的每一个包括OLED、连接到所述OLED的驱动晶体管以及被配置成向所述OLED提供数据信号的开关晶体管，所述OLED显示装置包括：感测单元，其被配置成感测所述驱动晶体管的迁移率的变化量；补偿值计算器，被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量来获得所述驱动晶体管的阈值电压的变化量；以及数据补偿器，其被配置成基于所感测的所述迁移率的变化量和所获得的所述阈值电压的变化量来调整所述数据信号。

