



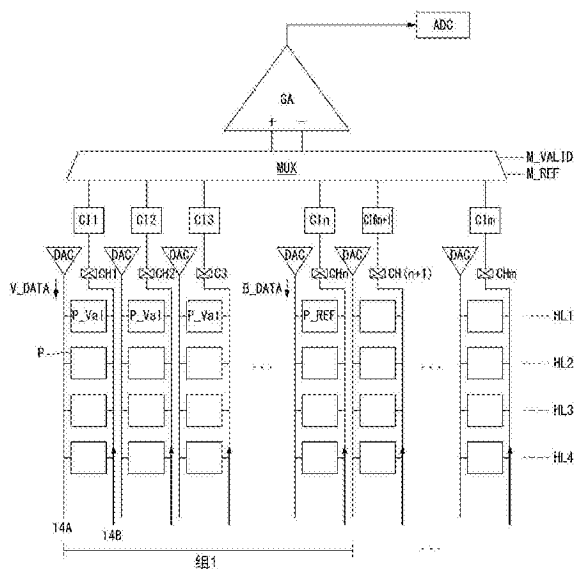
(43)申请公布日 2018.02.06

G09G 3/3233(2016.01)

权利要求书2页 说明书9页 附图5页

(57)摘要

公开了一种有机发光显示器及其感测方法，所述有机发光显示器包括连接至数据线和感测线的多个像素，每个像素包括有机发光二极管和驱动有机发光二极管的驱动晶体管，所述有机发光显示器响应于施加至像素的数据电压获得驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值，所述感测方法包括：在布置于一个水平行上的多个像素中限定包括一个基准像素和两个或更多个有效像素的像素组；通过向基准像素施加黑色灰度级数据电压，获得黑色灰度级电流感测值；通过向每个有效像素施加用于比黑色灰度级高的给定灰度级的数据电压，获得用于给定灰度级的电流感测值；和通过从用于给定灰度级的电流感测值减去黑色灰度级电流感测值以去除公共噪声，获得像素电流感测值。



1. 一种用于有机发光显示器的感测方法,所述有机发光显示器包括连接至数据线和感测线的多个像素,每个像素包括有机发光二极管和驱动所述有机发光二极管的驱动晶体管,所述有机发光显示器响应于施加至所述像素的数据电压获得所述驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值,所述感测方法包括:

在布置于一个水平行上的多个像素之中限定包括一个基准像素和两个或更多个有效像素的像素组;

通过向所述基准像素施加黑色灰度级数据电压,获得黑色灰度级电流感测值;

通过向每个有效像素施加用于比所述黑色灰度级高的给定灰度级的数据电压,获得用于给定灰度级的电流感测值;和

通过从用于给定灰度级的电流感测值减去所述黑色灰度级电流感测值以去除公共噪声,获得像素电流感测值。

2. 根据权利要求1所述的感测方法,其中所述像素组包括基准像素和第一到第(n-1)有效像素,n是大于1的自然数,并且黑色灰度级电流感测值的获得和所述第一到第(n-1)有效像素的每一个的用于给定灰度级的电流感测值的获得是在感测时段内执行的并且在所述感测时段的一部分中交叠。

3. 根据权利要求2所述的感测方法,其中所述第一到第(n-1)有效像素的像素电流感测值是依次获得的。

4. 一种有机发光显示器,包括:

显示面板,在所述显示面板上布置有连接至数据线和感测线的多个像素,每个像素包括有机发光二极管和驱动所述有机发光二极管的驱动晶体管,并且布置于一个水平行上的像素在感测模式中按像素组进行驱动,每个像素组包括一个基准像素和第一到第(n-1)有效像素,n是大于1的自然数;和

在所述感测模式中感测所述像素的电流值的数据驱动器,

其中所述数据驱动器包括:

DAC,所述DAC在所述感测模式的感测时段期间向所述基准像素施加黑色灰度级数据电压并且向每个有效像素施加用于给定灰度级的数据电压;

第一到第(n-1)电流积分器,所述第一到第(n-1)电流积分器在所述感测时段期间获得所述第一到第(n-1)有效像素的用于给定灰度级的电流感测值;

第n电流积分器,所述第n电流积分器在所述感测时段期间获得用于所述基准像素的黑色灰度级电流感测值;

多路复用器,所述多路复用器在所述感测时段之后的噪声去除时段期间,输出所述第一到第(n-1)有效像素的用于给定灰度级的电流感测值的任一个作为第一输出值,并且输出所述黑色灰度级电流感测值作为第二输出值;和

减法器,所述减法器在所述噪声去除时段期间通过从所述第一输出值减去所述第二输出值以去除公共噪声成分,输出用于有效像素的像素电流感测值。

5. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中所述黑色灰度级电流感测值是在向所述基准像素施加黑色灰度级数据电压时获得的混合有公共噪声成分的所述驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值。

6. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中用于给定灰度级的电流感测值是在向

所述第一到第(n-1)有效像素的任一个施加用于比所述黑色灰度级高的给定灰度级的数据电压时获得的混合有公共噪声成分的所述驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值。

7. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中所述减法器是差分放大器,所述差分放大器包括:

接收所述第一输出值的非反相输入端;和

接收所述第二输出值的反相输入端。

8. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中所述数据驱动器还包括第一到第n采样电容器,所述第一到第n采样电容器采样并存储由第一到第n电流积分器累积的电流感测值,并且

所述多路复用器包括:

第一到第n有效通道开关,所述第一到第n有效通道开关切换所述第一到第n采样电容器与所述非反相输入端之间的通路;和

第一到第n基准通道开关,所述第一到第n基准通道开关切换所述第一到第n采样电容器与所述反相输入端之间的通路。

9. 根据权利要求8所述的有机发光显示器,其中第一到第(n-1)有效通道开关在所述噪声去除时段内依次导通。

10. 根据权利要求9所述的有机发光显示器,其中在所述噪声去除时段内,每当第一到第(n-1)有效通道开关导通时,第n基准通道开关导通。

11. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中在包括n个像素的像素组内,所述基准像素所处的列对于每个水平行不同或对于每个帧不同。

12. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中第i电流积分器包括:

放大器,所述放大器包括连接至第i感测通道的反相输入端、接收基准电压的非反相输入端、以及输出采样值的输出端;

连接在所述放大器的所述反相输入端与所述输出端之间的积分电容器;和

连接至所述积分电容器的两端的第一开关,

i是n或更小的自然数。

有机发光显示器及其感测方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种有机发光显示器及其感测方法,尤其涉及一种能够感测驱动元件的电特性的有机发光显示器。

背景技术

[0002] 有源矩阵型有机发光显示器包括自发光的有机发光二极管(下文中称为“OLED”)并且具有快速响应时间、高发光效率、高亮度和宽视角的优点。

[0003] 作为自发光元件的OLED包括阳极、阴极、以及形成在阳极与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。当给阳极和阴极施加操作电压时,穿过空穴传输层HTL的空穴和穿过电子传输层ETL的电子移动至发光层EML,形成激子。结果,发光层EML产生可见光。

[0004] 在有机发光显示器中,每个都包括OLED的像素以矩阵形式布置,并且基于视频数据的灰度级调整像素的亮度。每个单独的像素包括驱动元件,即驱动晶体管(薄膜晶体管),驱动晶体管响应于施加在其栅极电极与源极电极之间的电压 V_{gs} 控制流经OLED的驱动电流。驱动晶体管的电特性,比如阈值电压、迁移率等可随时间劣化,导致像素与像素的变化。驱动晶体管的电特性在像素之间的变化导致同一视频数据的亮度在像素之间的不同。这使得难以产生期望的图像。

[0005] 存在补偿驱动晶体管的电特性的变化的已知方法:内部补偿和外部补偿。在内部补偿方法中,在像素电路内自动补偿驱动晶体管之间的阈值电压的变化。对于内部补偿来说,不管驱动晶体管的阈值电压如何,都需要确定流经OLED的驱动电流,这使得像素电路的构造非常复杂。而且,内部补偿方法不适于补偿驱动晶体管之间的迁移率的变化。

[0006] 在外部补偿方法中,通过测量与驱动晶体管的电特性(阈值电压和迁移率)对应的感测电压并且基于这些感测电压通过外部电路调制视频数据来补偿电特性的变化。近年来,正积极进行对外部补偿方法的研究。

[0007] 在常规的外部补偿方法中,数据驱动电路通过感测线从每个像素接收感测电压,将感测电压转换为数字感测值,然后将其传输至时序控制器。时序控制器基于数字感测值调制数字视频数据并补偿驱动晶体管的电特性的变化。

[0008] 由于驱动晶体管是电流元件,所以其电特性由响应于给定的栅极-源极电压 V_{gs} 而在漏极与源极之间流动的电流 I_{ds} 的量表示。顺便提一下,为了感测驱动晶体管的电特性,常规的外部补偿方法的数据驱动电路感测与电流 I_{ds} 对应的电压,而不是感测流经驱动晶体管的电流 I_{ds} 。

[0009] 例如,在本申请人提交的专利No.10-2013-0134256和10-2013-0149395中公开的外部补偿方法中,驱动晶体管以源极跟随器(source-follower)方式操作,然后通过数据驱动电路感测存储在感测线上的线电容器(寄生电容器)中的电压(驱动晶体管的源极电压)。在此外部补偿方法中,为了补偿驱动晶体管的阈值电压的变化,当以源极跟随器方式操作的驱动晶体管的源极电极电位达到饱和状态(即,驱动晶体管的电流 I_{ds} 变为零)时,感测源

极电压。此外,在此外部补偿方法中,为了补偿驱动晶体管的迁移率的变化,在以源极跟随器方式操作的驱动晶体管的源极电极电位达到饱和状态之前感测线性电压。

[0010] 常规的外部补偿方法具有下述问题。

[0011] 第一,在将流经驱动晶体管的电流变为源极电压并通过使用感测线上的寄生电容器存储之后感测源极电压。在这种情形中,感测线的寄生电容相当大,而且寄生电容的量可随显示面板的显示负载而变化。因为寄生电容不是保持在恒定水平,而是由于多种环境因素而变化,所以不能被标准化。当存储电流的寄生电容的量在感测线之间变化时,难以获得精确的感测值。

[0012] 第二,因为常规的外部补偿方法采用电压感测,所以获得感测值需要相当长的时间,包括直到驱动晶体管的源极电压饱和为止花费的时间。尤其是,当感测线的寄生电容较大时,要花费大量时间来汲取足够的电流,以满足可进行感测的电压电平。

发明内容

[0013] 本发明提供了一种用于有机发光显示器的感测方法,所述有机发光显示器包括连接至数据线和感测线的多个像素,每个像素包括有机发光二极管和驱动所述有机发光二极管的驱动晶体管,所述有机发光显示器响应于施加至所述像素的数据电压获得所述驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值,所述感测方法包括:在布置于一个水平行上的多个像素之中限定包括一个基准像素和两个或更多个有效像素的像素组;通过向所述基准像素施加黑色灰度级数据电压,获得黑色灰度级电流感测值;通过向每个有效像素施加用于比所述黑色灰度级高的给定灰度级的数据电压,获得用于给定灰度级的电流感测值;和通过从用于给定灰度级的电流感测值减去所述黑色灰度级电流感测值以去除公共噪声,获得像素电流感测值。

[0014] 本发明还提供了一种有机发光显示器,包括:显示面板,在所述显示面板上布置有连接至数据线和感测线的多个像素,每个像素包括有机发光二极管和驱动所述有机发光二极管的驱动晶体管,并且布置于一个水平行上的像素在感测模式中按像素组进行驱动,每个像素组包括一个基准像素和第一到第(n-1)有效像素,n是大于1的自然数;和在所述感测模式中感测所述像素的电流值的数据驱动器,其中所述数据驱动器包括:DAC,所述DAC在所述感测模式的感测时段期间向所述基准像素施加黑色灰度级数据电压并且向每个有效像素施加用于给定灰度级的数据电压;第一到第(n-1)电流积分器,所述第一到第(n-1)电流积分器在所述感测时段期间获得所述第一到第(n-1)有效像素的用于给定灰度级的电流感测值;第n电流积分器,所述第n电流积分器在所述感测时段期间获得用于所述基准像素的黑色灰度级电流感测值;多路复用器,所述多路复用器在所述感测时段之后的噪声去除时段期间,输出所述第一到第(n-1)有效像素的用于给定灰度级的电流感测值的任一个作为第一输出值,并且输出所述黑色灰度级电流感测值作为第二输出值;和减法器,所述减法器在所述噪声去除时段期间通过从所述第一输出值减去所述第二输出值以去除公共噪声成分,输出用于有效像素的像素电流感测值。

附图说明

[0015] 被包括来给本发明提供进一步理解且并入本申请构成本申请一部分的附图图解

了本发明的实施方式,并与说明书一起用于解释本发明的原理。在附图中:

[0016] 图1是显示基于电流感测方法实现外部补偿的有机发光显示器的示意性构造的示意图;

[0017] 图2是显示应用于使用电流感测方法的外部补偿的一个像素和电流积分器之间的连接结构的示意图;

[0018] 图3是显示易受外部噪声影响的电流感测方法的缺点的示意图;

[0019] 图4是显示应用改进的电流感测方法的根据本发明示例性实施方式的有机发光显示器的示意图;

[0020] 图5是显示用于实现改进的电流感测方法的形成在图4的显示面板上的像素阵列以及数据驱动IC的构造的示意图;

[0021] 图6是显示图5中所示的多路复用器的开关结构的示意图;

[0022] 图7是显示施加至数据驱动IC的驱动信号的示意图;以及

[0023] 图8是显示在像素组中分配基准像素的示例的示意图。

具体实施方式

[0024] 1、电流感测方法

[0025] 下面将描述基于本发明的电流感测方法。

[0026] 图1显示了基于电流感测方法实现外部补偿的有机发光显示器的示意性构造。图2显示了应用于使用电流感测方法的外部补偿的一个像素和电流积分器(current integrator)之间的连接结构。

[0027] 参照图1,在本发明中,在数据驱动IC SDIC中包括电流感测所需的感测块和ADC(模拟-数字转换器),并从显示面板的像素感测电流数据。感测块包括多个电流积分器并且执行从显示面板PNL输入的电流数据的积分。显示面板的像素连接至感测线,并且电流积分器经由感测通道连接至感测线。从每个积分器获得的积分值(由电压表示)被采样和保持并输入到ADC中。ADC将模拟积分值转换为具有数字感测值的数字代码(digital code),然后将其传输至时序控制器TCON。时序控制器基于数字感测值导出(derive)用于补偿阈值电压变化和迁移率变化的补偿数据,使用补偿数据调制用于图像显示的图像数据且之后将其传输至数据驱动IC SDIC。调制后的图像数据被数据驱动ICSDIC转换为用于图像显示的数据电压且之后被施加至显示面板。

[0028] 图2描绘了应用于使用电流感测方法的外部补偿的一个像素和电流积分器之间的连接结构。参照图2,像素P可包括有机发光二极管OLED、驱动晶体管(薄膜晶体管)DT、存储电容器Cst、第一开关晶体管ST1和第二开关晶体管ST2。

[0029] 有机发光二极管OLED包括连接至第二节点N2的阳极、连接至低电位驱动电压EVSS的输入端的阴极、以及位于阳极与阴极之间的有机化合物层。驱动晶体管DT根据栅极-源极电压Vgs控制进入有机发光二极管OLED中的电流量。驱动晶体管DT包括连接至第一节点N1的栅极电极、连接至高电位驱动电压EVDD的输入端的漏极电极、以及连接至第二节点N2的源极电极。存储电容器Cst连接在第一节点N1与第二节点N2之间。第一开关晶体管ST1响应于栅极脉冲SCAN将数据电压供给线14A上的数据电压Vdata施加至第一节点N1。第一开关晶体管ST1包括连接至第一栅极线15的栅极电极、连接至数据电压供给线14A的漏极电极、以

及连接至第一节点N1的源极电极。第二开关晶体管ST2响应于栅极脉冲SCAN切换第二节点N2与感测线14B之间的电流流动。第二开关晶体管ST2包括连接至第一栅极线15的栅极电极、连接至感测线14B的漏极电极、以及连接至第二节点N2的源极电极。

[0030] 如图2中所示,电流积分器CI包括:放大器AMP,放大器AMP包括经由感测通道CH连接至感测线14B并从感测线14B接收像素电流 I_{pix} ,即驱动晶体管DT的源极-漏极电流 I_{ds} 的反相输入端(-)、用于接收基准电压 V_{REF} 的非反相输入端(+)、和输出端;连接在放大器AMP的反相输入端(-)与输出端之间的积分电容器CFB;以及连接至积分电容器CFB的两端的复位开关RST。

[0031] 电流积分器CI通过采样和保持电路连接至ADC。采样和保持电路包括:用于采样放大器AMP的输出 V_{out} 的采样开关SAM、用于存储通过采样开关SAM施加的输出 V_{out} 的采样电容器C、以及用于将存储在采样电容器C中的输出 V_{out} 发送至ADC的保持开关HOLD。

[0032] 在包括复位时段(period)1、感测时段2和采样时段3的几个时段中执行用于从电流积分器CI获得积分值 V_{sen} 的感测操作。

[0033] 在复位时段1中,放大器AMP通过复位开关RST的导通作为增益为1的单位增益缓存器进行操作。在复位时段1中,放大器AMP的输入端(+,-)和输出端、感测线14B和第二节点N2全部被复位至基准电压 V_{REF} 。

[0034] 在复位时段1期间,感测数据电压 $V_{data-SEN}$ 通过数据驱动IC SDIC的DAC施加至第一节点N1。因此,与第一节点N1和第二节点N2之间的电位差 $\{(V_{data-SEN}) - V_{REF}\}$ 对应的源极-漏极电流 I_{ds} 流动至驱动晶体管DT并变为稳定。然而,因为放大器AMP在复位时段1期间持续充当单位增益缓存器,所以输出端的电位保持在基准电压 V_{REF} 。

[0035] 在感测时段2中,放大器AMP通过复位开关RST的关断作为电流积分器CI进行操作,以通过使用积分电容器CFB执行流经驱动晶体管DT的源极-漏极电流 I_{ds} 的积分。在感测时段2中,随着感测时间流逝,由于进入放大器AMP的反相输入端(-)的电流 I_{ds} ,积分电容器CFB的两端之间的电位差增加,即,电流 I_{ds} 的累积值增加。然而,由于放大器AMP的特性,反相输入端(-)和非反相输入端(+)通过虚拟接地(virtual ground)而短接,反相输入端(-)与非反相输入端(+)-之间的电位差为零。因此,反相输入端(-)的电位在感测时段2中保持在基准电压 V_{REF} ,而与横跨积分电容器CFB的电位差是否增加无关。响应于积分电容器CFB的两端之间的电位差,放大器AMP的输出端电位反而减小。基于此原理,在感测时段2中,通过感测线14B进入的电流 I_{ds} 通过积分电容器CFB被产生为积分值 V_{sen} ,积分值 V_{sen} 是电压值。随着通过感测线14B进入的电流 I_{ds} 的量变得更大,电流积分器CI的输出 V_{out} 的下降斜率增大。因此,电流 I_{ds} 的量越大,积分值 V_{sen} 越小。在感测时段2中,积分值 V_{sen} 经过采样开关SAM并存储在采样存储器C中。

[0036] 在采样时段3中,当保持开关HOLD导通时,存储在采样存储器C中的积分值 V_{sen} 经过保持开关HOLD并输入到ADC中。积分值 V_{sen} 通过ADC转换为数字感测值且之后传输至时序控制器。时序控制器将数字感测值应用于补偿算法,以导出驱动晶体管中的阈值电压变化 ΔV_{th} 和迁移率变化 ΔK 以及用于补偿这些变化的补偿数据。补偿算法可实现为查找表或演算逻辑(calculational logic)。

[0037] 本发明的电流积分器CI中包括的积分电容器CFB的电容仅仅是横跨感测线存在的寄生电容的几分之一。因而,与常规的电压感测方法相比,本发明的电流感测方法能够显

著减少汲取足够电流 I_{ds} 以满足可进行感测的积分值 V_{sen} 所花费的时间。而且,在常规的电压感测方法中,因为在驱动晶体管的源极电压饱和之后驱动晶体管的源极电压被采样作为感测电压,所以感测阈值电压花费相当长的时间;而在本发明的电流感测方法中,因为通过电流感测的方式能够在较短时间内执行驱动晶体管的源极-漏极电流的积分以及积分值的采样,所以感测阈值电压和迁移率花费少得多的时间。

[0038] 此外,因为与感测线的寄生电容器不同,本发明的电流积分器CI中包括的积分电容器CFB的存储值不随显示负载而变化,而是很容易被标准化,所以能够获得精确的感测值。

[0039] 如此,本发明通过使用电流积分器的电流感测方法实现低电流的高速感测,能够大大减少感测时间。

[0040] 2、电流感测方法的缺点

[0041] 图3显示了易受外部噪声影响的电流感测方法的缺点。

[0042] 如上所述,与常规的电压感测方法相比,使用电流积分器的电流感测方法在减少感测时间方面是有利的,但因为要感测的像素电流 I_{pix} (驱动晶体管的源极-漏极电流 I_{ds})通常非常小,所以具有易受噪声影响的缺点。由于施加至电流积分器的非反相输入端(+)的基准电压 V_{REF} 的变化(V_{REF}')以及连接至电流积分器的反相输入端(-)的感测线之间不同的噪声源,噪声可进入电流积分器。这种噪声在电流积分器内被放大并且施加至积分值 V_{sen} ,因而导致感测结果的失真。而且,因为使用电流感测方法,相应通道中的漏电流成分不能从电流积分器施加至积分值,所以难以精确感测实际的像素电流 I_{pix} 。

[0043] 这种感测性能的降低导致更低的补偿性能,因为驱动晶体管的电特性不能按照所需的量被补偿。

[0044] 下面将讨论能够提供更高感测性能的改进的电流感测方法。

[0045] 3、根据本发明的改进的电流感测方法及使用此方法的实施方式

[0046] 图4显示了应用改进的电流感测方法的根据本发明示例性实施方式的有机发光显示器。图5显示了用于实现改进的电流感测方法的形成在图4的显示面板上的像素阵列以及数据驱动IC的构造。图6显示了图5中所示的多路复用器的开关结构。图5和6中所示的积分器可具有与图2中所示的积分器相同的构造。

[0047] 参照图2、4和5、6,根据本发明示例性实施方式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和存储器16。

[0048] 多条数据线14A和感测线14B与多条栅极线15在显示面板10上彼此交叉,并且像素P以矩阵形式布置在它们的交叉部分处。

[0049] 每个像素P连接至任意一条数据线14A、任意一条感测线14B和任意一条栅极线15。每个像素P响应于通过栅极线15输入的栅极脉冲电连接至作为数据电压供给线的数据线14A,以从数据电压供给线14A接收数据电压并且通过感测线14B输出感测信号。

[0050] 每个像素P从电源发生器(未示出)接收高电位驱动电压 $EVDD$ 和低电位驱动电压 $EVSS$ 。为了外部补偿,本发明的像素P可包括有机发光二极管OLED、驱动晶体管、第一和第二开关晶体管、以及存储电容器。组成像素P的晶体管可由p型或n型实现。此外,组成像素P的晶体管的半导体层可包括非晶硅、多晶硅或氧化物。

[0051] 每个像素P可在用于显示图像的正常驱动操作和用于获得感测值的感测操作中不

同地操作。可在正常驱动之前的预定时间段或在正常驱动期间的垂直消隐时段 (vertical blankperiod) 执行感测。

[0052] 正常驱动是数据驱动电路12和栅极驱动电路13在时序控制器11的控制下执行的操作。感测是数据驱动电路12和栅极驱动电路13在时序控制器11的控制下执行的操作。通过时序控制器11执行基于感测结果导出用于变化补偿 (variation compensation) 的补偿数据的操作以及使用补偿数据调制数字视频数据的操作。

[0053] 在感测操作中,布置在每个水平行HL上的m个像素P按每个都包括多个像素P的像素组 (pixel group) 进行驱动。

[0054] 在水平行HL中,每个像素组中包括的n个像素P (n是小于m的自然数) 包括基准像素P_REF和 (n-1) 个有效像素P_VaI。尽管本申请举例说明了一个基准像素P_REF,但可设置两个或更多个基准像素P_REF。尽管图5举例说明了其中第一水平行HL1的基准像素P_REF属于第n列的实施方式,但每个水平行HL上的基准像素P_REF可属于其他列。

[0055] 在感测操作中,基准像素P_REF接收黑色灰度级数据电压B_DATA,有效像素P_VaI的每一个都接收用于给定灰度级的数据电压V_DATA。

[0056] 数据驱动电路12包括至少一个数据驱动IC (集成电路)。数据驱动IC包括分别连接至数据线14A的多个数字-模拟转换器 (下文中称为“DAC”)、通过感测通道CH连接至感测线14B的多个积分器CI、多路复用器MUX、减法器GA和ADC。

[0057] 在正常驱动操作中,数据驱动IC的DAC响应于从时序控制器11施加的数据时序控制信号DDC将数字视频数据RGB转换为用于图像显示的数据电压并将其提供至数据线14A。另一方面,在感测操作中,数据驱动IC的DAC响应于从时序控制器11施加的数据时序控制信号DDC产生感测数据电压并将其提供至数据线14A。感测数据电压包括:产生0以上的像素电流 (驱动晶体管的源极-漏极电流Ids) 的用于给定灰度级的数据电压V_DATA、以及抑制像素电流的产生的黑色灰度级数据电压B_DATA。在感测操作中,数据驱动IC通过数据线14A将黑色灰度级数据电压B_DATA提供至基准像素P_REF并将用于给定灰度级的数据电压V_DATA提供至每个有效像素P_VaI。

[0058] 电流积分器CI1到CI_n将用于响应于感测数据电压驱动像素的电流感测值的积分值存储在采样电容器C1到C_n中。如图2中所示,电流积分器CI1到CI_n每个都包括放大器AMP、积分电容器CFB和复位开关RST。

[0059] 第一积分器CI1获得被用于给定灰度级的数据电压V_DATA驱动的第一像素P1的第一电流感测值V_{sen1},第二积分器CI2获得被用于给定灰度级的数据电压V_DATA驱动的第二像素P2的第二电流感测值V_{sen2}。同样地,第i积分器 (i是 (n-1) 或更小的自然数) 获得被用于给定灰度级的数据电压V_DATA驱动的第i像素P_i的第i电流感测值。当基于用于给定灰度级的数据电压V_DATA获得的电流感测值定义为用于给定灰度级的电流感测值V_{sen_V}时,用于给定灰度级的电流感测值V_{sen_V}是用于给定灰度级的理想像素电流感测值V_{sen_P}混合了公共噪声成分的值。

[0060] 第n积分器CI_n获得被黑色灰度级数据电压B_DATA驱动的第n像素P_n的第n电流感测值。当基于黑色灰度级数据电压B_DATA获得的电流感测值定义为黑色灰度级电流感测值V_{sen_B}时,黑色灰度级电流感测值V_{sen_B}是用于黑色灰度级0G的理想零电流感测值V_{sen_0}混合了公共噪声成分的值。

- [0061] 由每个积分器CI获得的积分值通过采样开关SAM的操作被存储在采样电容器C中。
- [0062] 多路复用器MUX包括:切换每个采样电容器C与减法器GA的非反相输入端(+)之间的通路的有效通道开关M_VALID1到M_VALIDn、以及切换每个采样电容器C与减法器GA的反相输入端(-)之间的通路的基准通道开关M_REF1到M_REFn。
- [0063] 在噪声消除时段期间,连接至有效像素P_VaI的有效通道开关M_VALID1到M_VALIDn依次导通。此外,连接至基准像素P_REF的基准通道开关M_REFn与有效通道开关M_VALID1到M_VALIDn的导通同步地导通。因而,多路复用器MUX在噪声消除时段期间在像素组内将黑色灰度级电流感测值施加至减法器GA的反相输入端(-)并且将用于给定灰度级的任一个电流感测值施加至减法器GA的非反相输入端(+)。
- [0064] 减法器GA通过非反相输入端(+)接收用于给定灰度级的电流感测值并且通过反相输入端(-)接收黑色灰度级电流感测值。减法器GA可实现为差分放大器,其从非反相输入端(+)处的电压值减去反相输入端(-)处的电压值并将差值放大。因为减法器GA从用于给定灰度级的电流感测值Vsen_V减去黑色灰度级电流感测值Vsen_B,所以用于给定灰度级的电流感测值Vsen_V中包含的公共噪声分量被去除,由此获得像素电流感测值Vsen_P。
- [0065] 在正常驱动操作中,栅极驱动电路13基于栅极控制信号GDC产生用于图像显示的栅极脉冲且之后以行顺序方式(line sequential manner)HL1、HL2、...将其依次提供至栅极线15。在感测操作中,栅极驱动电路13基于栅极控制信号GDC产生用于感测的栅极脉冲且之后以行顺序方式将其依次提供至栅极线15。用于感测的栅极脉冲可具有比用于图像显示的栅极脉冲大的导通(ON)脉冲区域。感测栅极脉冲的ON脉冲区域对应于一行感测导通(ON)时间。在此,一行感测ON时间表示同时感测一个水平行HL上的像素花费的扫描时间。
- [0066] 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和数据使能信号DE之类的时序信号,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和用于控制栅极驱动电路13的操作时序的栅极控制信号GDC。时序控制器11基于给定的基准信号(驱动电力使能信号、垂直同步信号、数据使能信号等)识别正常驱动和感测,并且根据每个驱动操作产生数据控制信号DDC和栅极控制信号GDC。
- [0067] 在感测操作中,时序控制器11可给数据驱动电路12传输与感测数据电压对应的数字数据。数字数据包括:与用于给定灰度级的数据电压对应的有效数据、以及与黑色灰度级数据电压对应的黑色数据。在感测操作中,时序控制器11将从数据驱动电路12传输的数字感测值SD应用至预存储的补偿算法,以导出阈值电压变化 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存储在存储器16中。
- [0068] 在正常驱动操作中,时序控制器11参考存储器16中存储的补偿数据调制用于图像显示的数字视频数据RGB且之后将其传输至数据驱动电路12。
- [0069] 图7显示了施加至数据驱动器(或数据驱动电路)的驱动信号。为方便起见,图7的驱动信号由与各个组件中的开关相同的参考字母表示。在图7中,每个驱动信号的高电平电压表示相应开关的导通电压,每个驱动信号的low电平电压表示相应开关的关断电压。图7描绘了针对像素组的感测模式。此外,图7举例说明了其中第一到第(n-1)像素被分配为有效像素的1个水平行HL1上的第一通道组的驱动信号。
- [0070] 参照图2、5和7,感测模式包括感测时段和噪声去除时段。基于从显示面板施加的、使显示面板进行操作的像素电流信息执行感测模式。

[0071] 在感测时段中,感测从第一到第n感测线输入的像素电流。

[0072] 在感测时段期间,黑色灰度级数据电压B_DATA施加至基准像素P_REF,用于给定灰度级的数据电压V_DATA施加至每个有效像素P_VaI。就是说,黑色灰度级数据电压B_DATA施加至第n像素P_n,用于给定灰度级的数据电压V_DATA施加至第一到第(n-1)像素P₁到P_(n-1)的每一个。

[0073] 在感测时段中,第一到第n电流积分器CI₁到CI_n的复位开关RST导通,第一到第n电流积分器CI₁到CI_n作为单位增益缓存器进行操作。在这种情形中,混合有噪声成分的像素电流I_{pix}施加至第一到第(n-1)通道CH₁到CH_(n-1),由噪声成分导致的零电流I_{zero}施加至第n通道CH_n。

[0074] 在感测时段中,当第一到第n电流积分器CI₁到CI_n的复位开关RST关断时,电流积分器以积分模式进行操作。通过积分模式,来自第一到第(n-1)电流积分器的输出存储在第一到第(n-1)采样电容器C₁到C_(n-1)中。第一到第(n-1)采样电容器C₁到C_(n-1)中存储的第一到第(n-1)电流感测值V_{sen1}到V_{sen(n-1)}的每一个都包括混合有噪声成分的像素电流感测值V_{sen_P}。

[0075] 通过积分模式,来自第n电流积分器CI_n的输出存储在第n采样电容器C_n中。第n采样电容器C_n中存储的第n电流感测值V_{sen(n)}包括混合有噪声成分的零电流感测值V_{sen_0}。

[0076] 在感测时段之后的噪声去除时段中,从用于给定灰度级的电流感测值V_{sen_V}减去黑色灰度级电流感测值V_{sen_B}。如前面所述,用于给定灰度级的电流感测值V_{sen_V}包括理想像素电流感测值V_{sen_P}和公共噪声成分,黑色灰度级电流感测值V_{sen_B}包括理想零电流感测值V_{sen_0}和公共噪声成分。因此,当从用于给定灰度级的电流感测值V_{sen_V}减去黑色灰度级电流感测值V_{sen_B}时,公共噪声成分被去除,由此获得像素电流感测值V_{sen_P}。噪声去除时段包括通过去除噪声获得用于有效像素P_VaI的像素电流感测值V_{sen_P}的第一到第(n-1)时段t₁到t_(n-1)。

[0077] 在第一时段t₁期间,第一有效通道开关M_VALID1和第n基准通道开关M_REF(n)导通。结果,第一电流感测值V_{sen1}施加至减法器GA的非反相输入端(+),第n电流感测值V_{sen(n)}施加至反相输入端(-)。减法器GA通过从第一电流感测值V_{sen1}减去第n电流感测值V_{sen(n)}输出第一像素电流感测值V_{sen_P1}。ADC将从减法器GA输出的第一像素电流感测值V_{sen_P1}转换为第一数字感测值。结果,第一数字感测值反映了不包括噪声影响的第一像素P₁的电流值。

[0078] 在第二时段t₂期间,第二有效通道开关M_VALID2和第n基准通道开关M_REF(n)导通。结果,第二电流感测值V_{sen2}施加至减法器GA的非反相输入端(+),第n电流感测值V_{sen(n)}施加至反相输入端(-)。减法器GA通过从第二电流感测值V_{sen2}减去第n电流感测值V_{sen(n)}输出第二像素电流感测值V_{sen_P2}。ADC将从减法器GA输出的第二像素电流感测值V_{sen_P2}转换为第二数字感测值。结果,第二数字感测值反映了不包括噪声影响的第二像素P₂的电流值。

[0079] 同样地,在第i时段中(i是(n-1)或更小的自然数),减法器GA通过去除公共噪声成分输出第i像素电流感测值V_{sen_Pi}。然后,ADC将第i像素电流感测值V_{sen_Pi}转换为第i数字感测值。

[0080] 如上所述,本发明能够大大增加感测精度(感测性能)并且能够大大提高基于感测

结果的补偿操作的性能。

[0081] 特别是,在根据本发明的感测方法中,在感测时段期间获得一组中的除基准像素以外的所有像素的电流感测值。因此,花费相对较长时间的感测操作仅执行一次,并且针对每个像素依次去除公共噪声,由此大大减少了感测时段。

[0082] 尽管针对第n列上的像素被分配为基准像素的示例描述了前述示例性实施方式,但基准像素P_REF可对于每个水平行HL来说不同。例如,如图8中所示,第二水平行HL2上的基准像素P_REF可以是第一列中的像素P,第三水平行HL3上的基准像素P_REF可以是第二列中的像素P。

[0083] 此外,每个水平行HL上的基准像素P_REF可对于每个帧来说不同。例如,在图8的第一水平行HL1上,第一帧上的基准像素P_REF可以是第六列中的像素,下一帧上的基准像素P_REF可以是其他列中的像素。这样,通过改变基准像素P_REF的位置可消除每个像素P的劣化量。

[0084] 尽管参考多个示例性的实施方式描述了实施方式,但应当理解,所属领域技术人员能够设计出多个其他修改例和实施方式,这将落在本发明的原理的精神和范围内。更具体地说,在公开内容、附图和所附权利要求的范围内,在组成部件和/或主题组合构造的配置中可进行各种变化和修改。除了组成部件和/或配置中的变化和修改之外,替代使用对于所属领域技术人员来说也将是显而易见的。

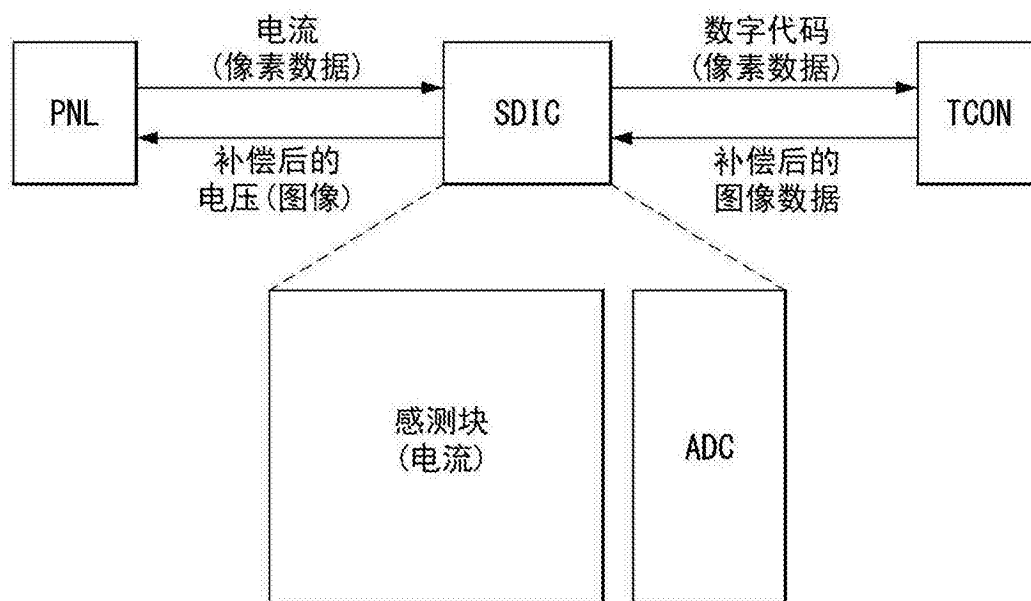


图 1

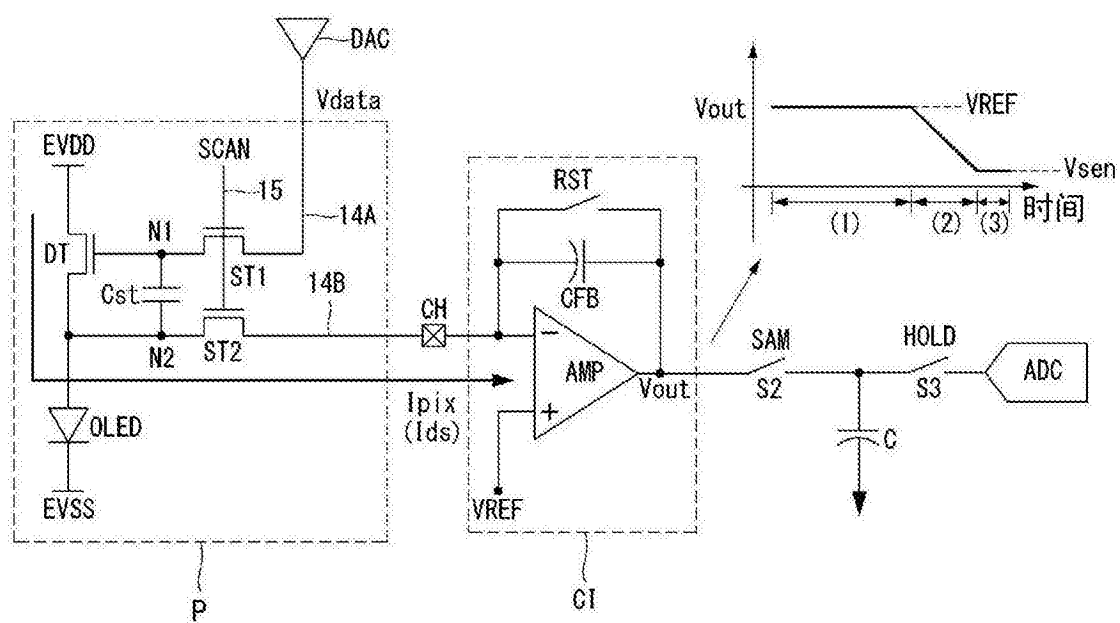


图2

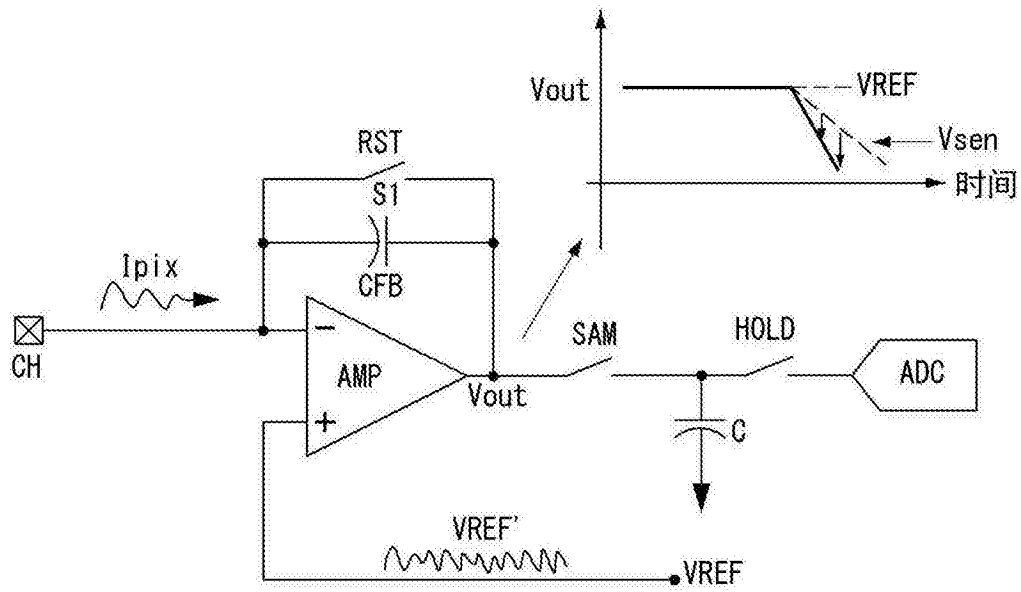


图3

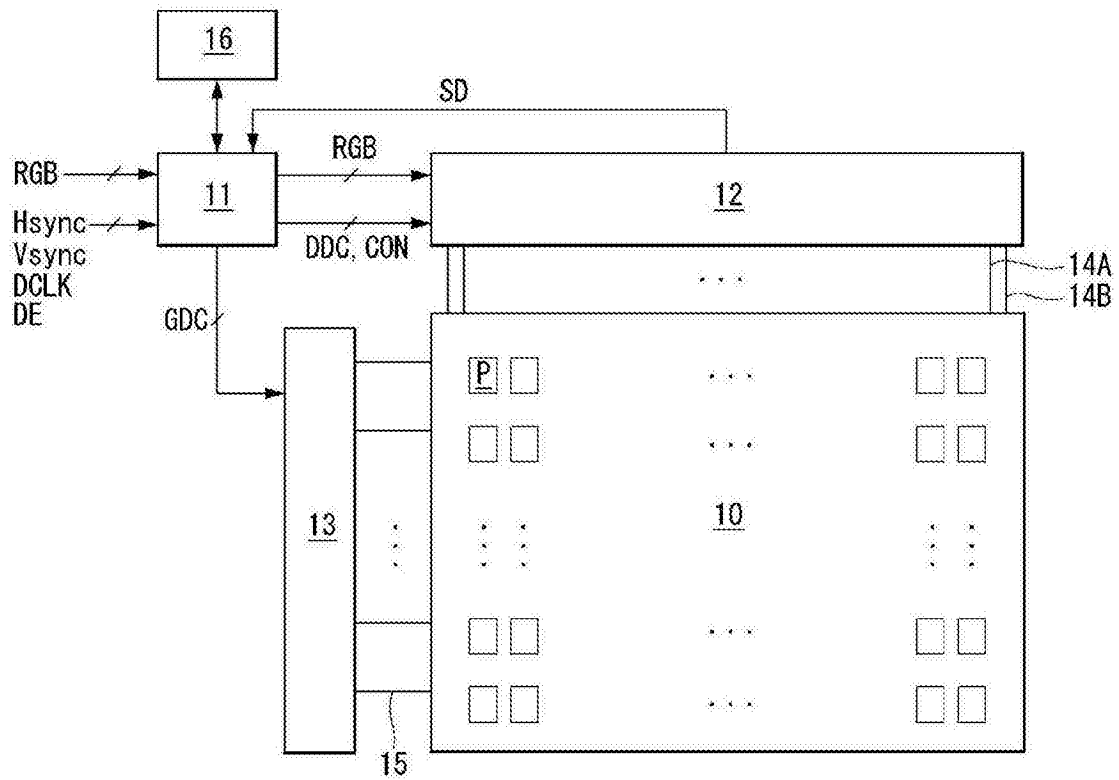


图4

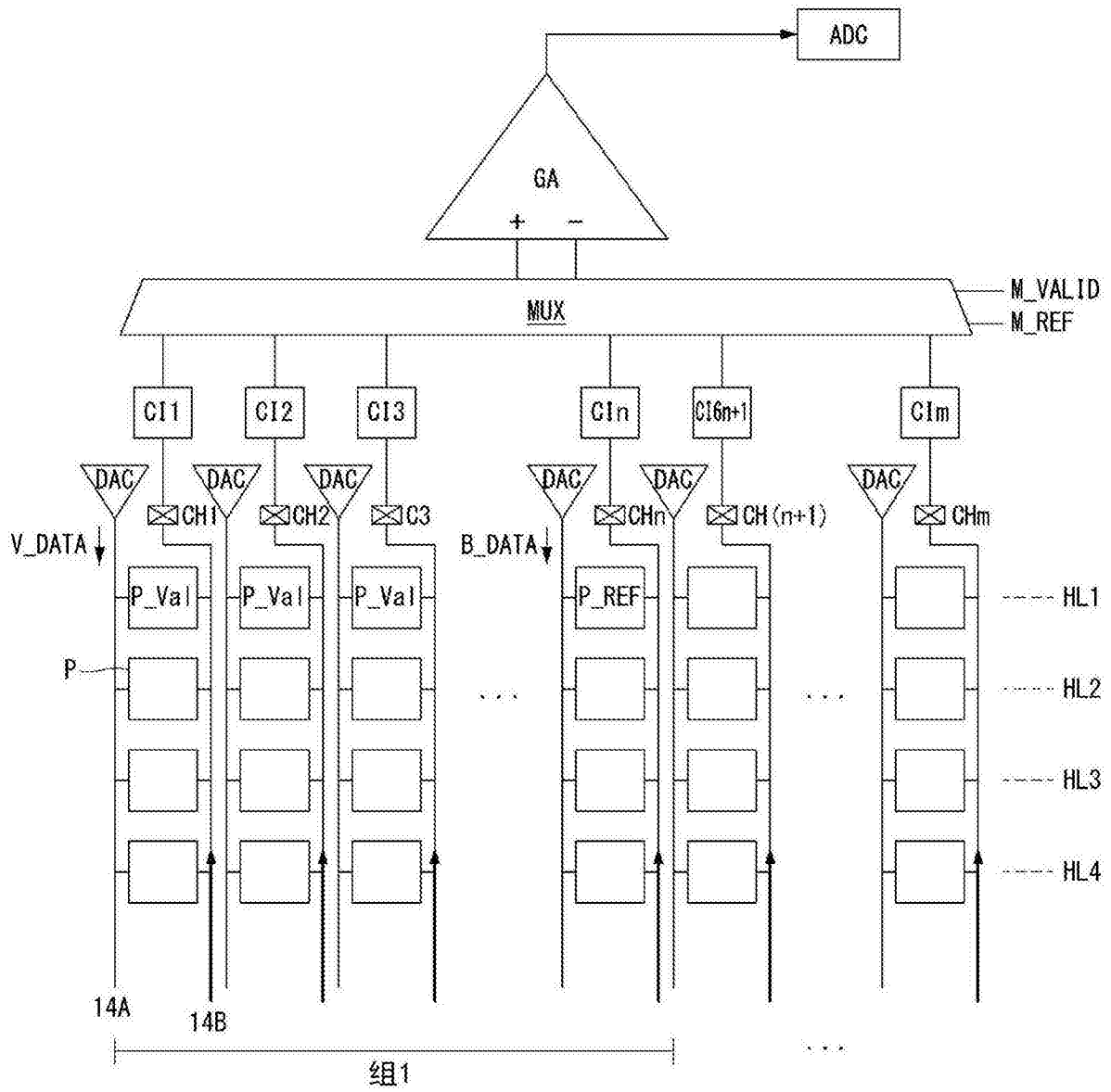


图5

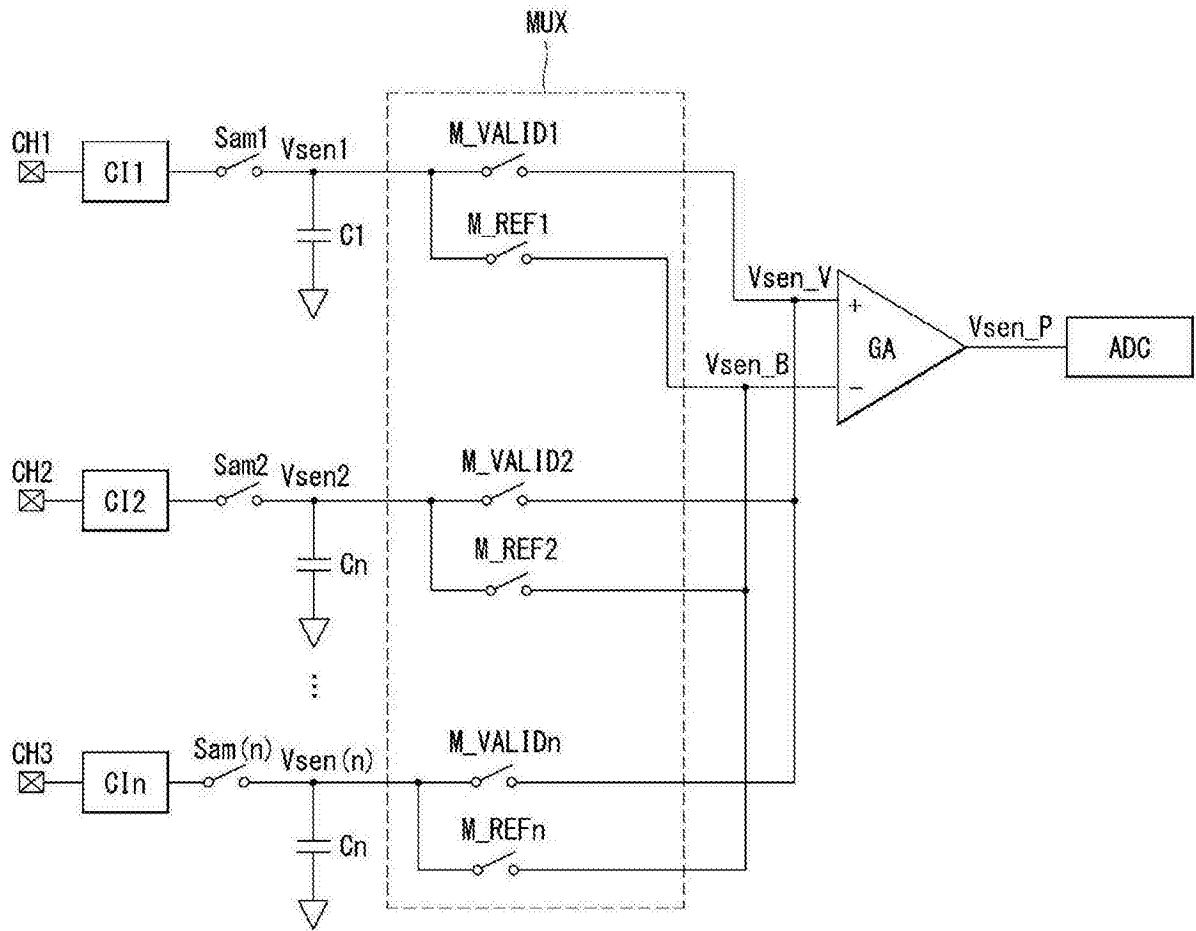


图6

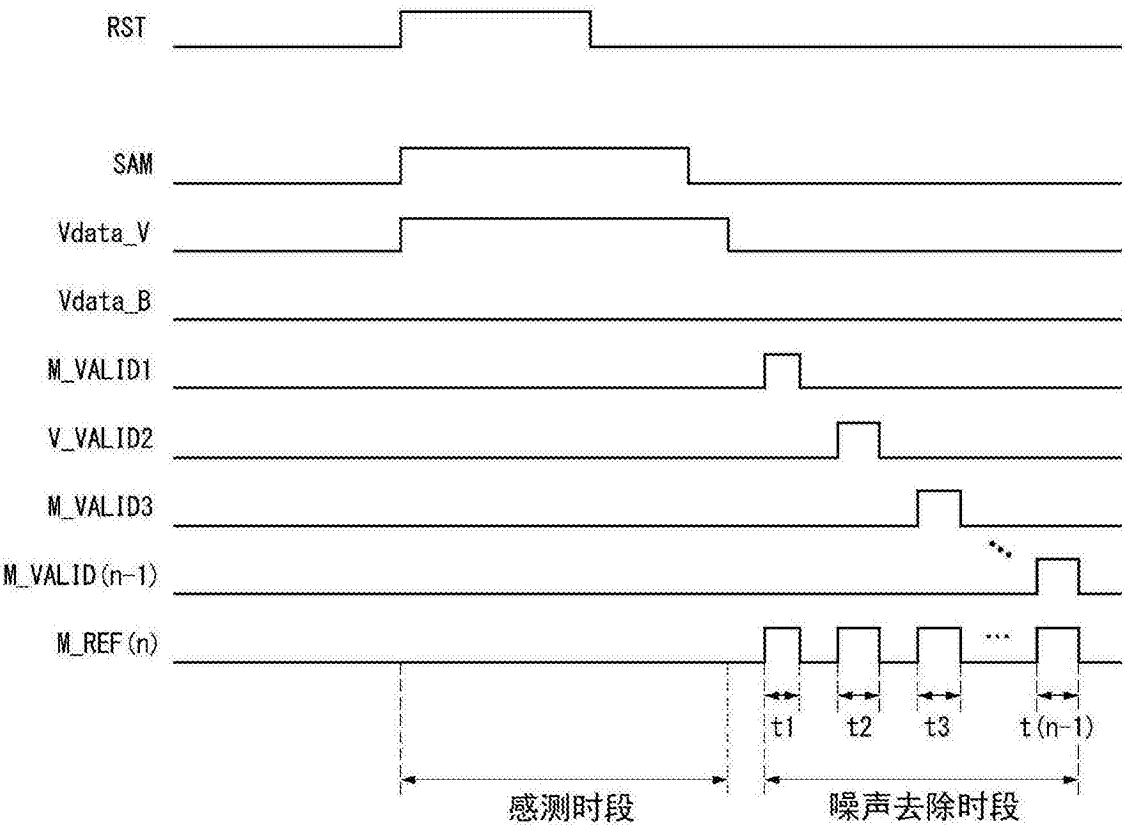


图7

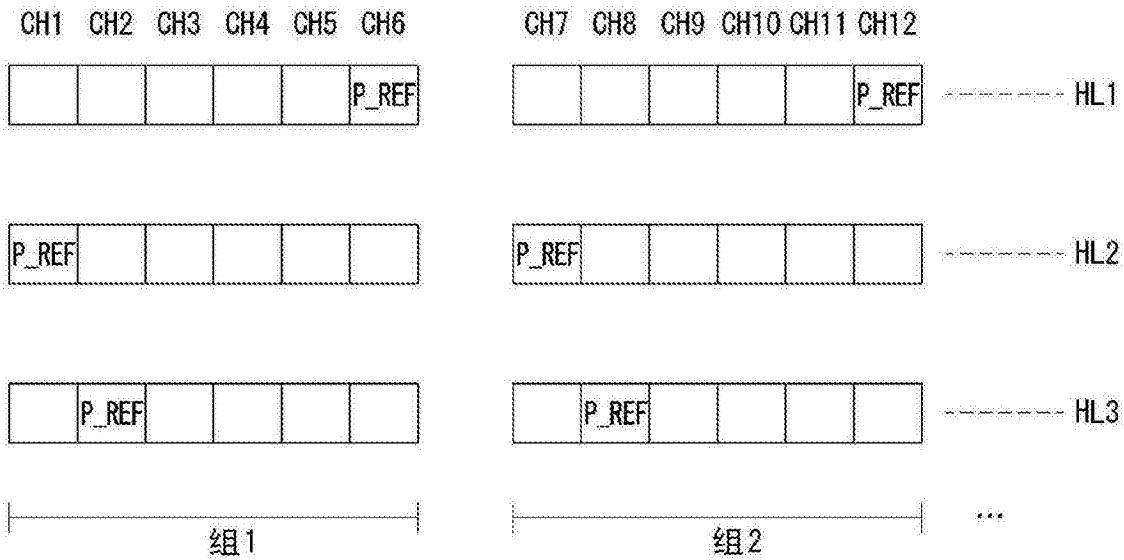


图8

专利名称(译)	有机发光显示器及其感测方法		
公开(公告)号	CN107665671A	公开(公告)日	2018-02-06
申请号	CN201710618294.8	申请日	2017-07-26
[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	俞载益 林明基 都旻成		
发明人	俞载益 林明基 都旻成		
IPC分类号	G09G3/3233		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G3/3275 G09G2310/027 G09G2310/0297 G09G2320/0219 G09G2320/0238 G09G2320/029 G09G3/2003		
代理人(译)	徐金国		
优先权	1020160097483 2016-07-29 KR		
其他公开文献	CN107665671B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

公开了一种有机发光显示器及其感测方法，所述有机发光显示器包括连接至数据线和感测线的多个像素，每个像素包括有机发光二极管和驱动有机发光二极管的驱动晶体管，所述有机发光显示器响应于施加至像素的数据电压获得驱动晶体管的源极-漏极电流的电流感测值，所述感测方法包括：在布置于一个水平行上的多个像素中限定包括一个基准像素和两个或更多个有效像素的像素组；通过向基准像素施加黑色灰度级数据电压，获得黑色灰度级电流感测值；通过向每个有效像素施加用于比黑色灰度级高的给定灰度级的数据电压，获得用于给定灰度级的电流感测值；和通过从用于给定灰度级的电流感测值减去黑色灰度级电流感测值以去除公共噪声，获得像素电流感测值。

