

1. 一种用于驱动发光元件的有机发光二极管的电压补偿型像素电路,包括:

驱动晶体管,串联到在高电势电源线和低电势电源线之间的发光元件,响应提供给第一节点的电压,驱动发光元件;

第一程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将数据线的的数据电压提供给第二节点;

第二程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将基准电压从基准电压供给线提供给第一节点;

合并晶体管,用于响应合并线的合并信号,连接第一节点和第二节点;

储能电容器,连接在第三节点和第二节点之间,存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,其中第三和第二节点在驱动晶体管和发光元件之间;以及

第一和第二复位晶体管,用于响应复位线的复位信号,将第一、第二和第三节点的至少两个初始化到初始电压线的初始电压。

2. 如权利要求1所述的电压补偿型像素电路,其中所述像素电路按照初始化周期、程序周期和发光周期的顺序进行驱动,

在初始化周期期间,第一和第二复位晶体管以及合并晶体管导通,以便将第一、第二和第三节点初始化到初始化电压,

在程序周期期间,第一和第二程序晶体管和驱动晶体管导通,发光元件用作电容器,以便在第三节点中检测驱动晶体管的阈值电压,并且储能电容器存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,以及

在发光周期期间,合并晶体管导通,以便驱动晶体管响应在储能电容器中存储的电压,控制流入发光元件的电流。

3. 如权利要求2所述的电压补偿型像素电路,其中在初始化周期期间,第一复位晶体管响应复位信号,将第三节点连接到第一和第二节点的一个,第二复位晶体管响应复位信号,将初始化电压线连接到第二或第三节点的一个,以及合并晶体管将第一节点连接到第二节点。

4. 如权利要求3所述的电压补偿型像素电路,其中初始化电压线利用前级合并线提供前级合并信号的栅极截止电压作为初始化电压。

5. 如权利要求4所述的电压补偿型像素电路,其中扫描信号和合并信号具有相反极性,并且其中将栅极导通电压提供给扫描信号的周期短于其中将栅极截止电压提供给合并信号的周期。

6. 如权利要求1所述的电压补偿型像素电路,其中像素电路按初始化周期、程序周期和发光周期的顺序进行驱动,

在初始化周期期间,第一和第二复位晶体管导通,以便将第一和第三节点初始化到初始化电压,第三复位晶体管响应复位信号将第二节点初始化到高电势电压;

在程序周期期间,第一和第二程序晶体管和驱动晶体管导通,发光元件用作电容器,以便在第三节点中检测驱动晶体管的阈值电压,并且储能电容器存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压;以及

在发光周期期间,合并晶体管导通,以便驱动晶体管响应在储能电容器中存储的电压,控制流入发光元件的电流。

7. 如权利要求 6 所述的电压补偿型像素电路,其中复位线利用前级扫描线提供前级扫描信号作为复位信号。

8. 如权利要求 6 所述的电压补偿型像素电路,其中低电势电压用作基准电压。

9. 一种用于驱动发光元件的有机发光二极管的电压补偿型像素电路,包括:

驱动晶体管,串联到在高电势电源线和低电势电源线之间的发光元件,响应提供给第一节点的电压,驱动发光元件;

程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将数据线的电压提供给第二节点;

合并晶体管,用于响应合并线的合并信号,连接第一节点和第二节点;

储能电容器,连接在第三节点和第二节点之间,存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,其中第三和第二节点在驱动晶体管和发光元件之间;

第一和第二复位晶体管,用于响应复位线的复位信号,将第一、第二和第三节点的至少两个初始化到初始电压线的初始电压;以及

电容器,连接在扫描线和第一节点之间,根据扫描信号的变化,将基准电压提供给第一节点。

10. 如权利要求 9 所述的电压补偿型像素电路,其中负偏压在初始化周期和程序周期期间施加到发光元件,以便将发光元件用作电容器,以及正偏压仅在发光周期期间施加到发光元件,以便驱动发光元件。

11. 如权利要求 10 所述的电压补偿型像素电路,其中在程序周期期间,发光元件的电容器通过驱动晶体管累积电荷,直到第三节点的电势达到对应于基准电压和阈值电压之间的差值的电压,并且储能电容器存储对应于第二和第三节点的电压之间的差值的电压,以及

在发光周期期间,驱动晶体管将与对应于数据电压和基准电压之间的差值的电压($V_{data}-V_{ref}$)的平方成比例的电流提供给发光元件。

12. 如权利要求 10 所述的电压补偿型像素电路,其中像素电路的晶体管是 n 型晶体管,并在程序周期期间检测正阈值电压或负阈值电压。

13. 如权利要求 10 所述的电压补偿型像素电路,其中像素电路的晶体管是 p 型晶体管,并在程序周期期间检测正阈值电压或负阈值电压。

14. 如权利要求 10 所述的电压补偿型像素电路,其中发光元件的黑亮度通过调整基准电压来进行控制。

15. 如权利要求 10 所述的电压补偿型像素电路,其中驱动晶体管总是在饱和区中被驱动。

有源矩阵有机发光二极管显示器的电压补偿型像素电路

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求 2010 年 5 月 18 日提交的韩国专利申请 10-2010-0046610 的优先权，其全部内容在此引入以供参考。

技术领域

[0003] 本发明涉及有源矩阵有机发光二极管 (AMOLED) 显示器，更具体地说，涉及 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路，该电路能补偿正阈值电压和负阈值电压，并能使驱动晶体管总是在饱和区中操作。

背景技术

[0004] AMOLED 显示器是利用电子空穴复合通过有机发光层发出光的自发光器件。AMOLED 显示器具有高亮度和低驱动电压以及能实现超薄尺寸的优点，由此预期为下一代显示器。

[0005] 构成 AMOLED 显示器的多个电路的每一个包括发光元件和用于独立地驱动该发光元件的像素电路，该发光元件由阳极和阴极之间的有机发光层组成。像素电路可以分成电压型像素电路和电流型像素电路。由于电压型像素电路具有比电流型像素电路简单的外部驱动电路并且适合于高速操作，因此，很适合于用作 AMOLED TV 等的像素电路。

[0006] 电压型像素电路主要包括开关薄膜晶体管 (TFT)、电容器和驱动 TFT。开关 TFT 响应扫描脉冲将对应于数据信号的电压充电到电容器，而驱动 TFT 根据充电到电容器的电压的大小控制流入发光元件的电流，由此调整发光元件的亮度。通常，发光元件的发光强度与从驱动 TFT 提供的电流成比例。

[0007] 然而，传统电压型像素电路因为制造工艺等的偏差，驱动 TFT 随位置的不同具有不同的阈值电压 V_{th} ，因此具有不均匀的亮度，或由于阈值电压随时间改变造成的亮度降低，因此短寿命。为解决这样的问题，电压型像素电路采用了检测和补偿驱动 TFT 的阈值电压的方法。

[0008] 在例如韩国专利 10-0636483 (美国专利 7,649,202) 中公开的传统电压补偿型像素电路将通过连接栅极和漏极使漏-源电流变得足够小的源-栅电压检测为驱动 TFT 的阈值电压，并利用所检测的阈值电压补偿数据电压。为了在检测阈值电压时切断发光元件的发光，传统电压补偿型像素电路采用串联在驱动 TFT 和发光元件之间的控制 TFT。然而，传统电压补偿型像素电路有如下问题。

[0009] 首先，当使用 n 型 TFT 的像素电路检测二极管结构的驱动 TFT 的阈值电压时，不能检测驱动 TFT 的负阈值电压。此外，使用 p 型 TFT 的像素电路不能检测驱动 TFT 的正阈值电压。这是因为在栅极和漏极彼此连接的二极管结构的驱动 TFT 中，栅-漏电压为 0V，由此最小或最大可检测阈值电压限于 0V。

[0010] 其次，由于串联在驱动 TFT 和发光元件之间的发光控制 TFT 在发光期间，总是在线性区中操作，严重地受偏置应力影响并且严重地经受劣化。通常，如果通过从 TFT 的栅-源电压 V_{gs} 减去阈值 V_{th} 获得的值等于或小于 TFT 的漏-源电压 V_{ds} (即 $V_{gs} - V_{th} \leq V_{ds}$)，那

么 TFT 处于饱和区中,如果通过从 TFT 的栅-源电压 V_{gs} 减去阈值 V_{th} 获得的值大于或等于 TFT 的漏-源电压 V_{ds} (即 $V_{gs}-V_{th} \geq V_{ds}$),那么 TFT 处于线性区中。已知 TFT 劣化在线性区中快速进行。然而,在传统电压补偿型像素电路中,在发光周期期间,发光控制 TFT 在线性区中操作,而驱动 TFT 在饱和区中操作。因此,由于偏置应力,发光控制 TFT 经受比控制 TFT 快的劣化。

[0011] 如果为解决这种问题,省略发光控制 TFT,由于发光元件即使在不发光周期期间,也会发光,因此,增加黑亮度,由此降低对比度。

[0012] 作为与本申请的发明相关的已知现有技术文献,例如,注意到韩国专利申请 10-0636483(美国专利 7,649,202)。

发明内容

[0013] 因此,本发明涉及 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路,该电路基本上避免了由于现有技术的限制和缺陷而引起的一个或多个问题。

[0014] 本发明的目的是提供 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路,该电路能补偿负阈值电压和正阈值电压,与驱动 TFT 的极性无关。

[0015] 本发明的另一目的是提供 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路,该电路省略了串联在驱动 TFT 和发光元件之间的发光 TFT,并且能防止发光元件的不必要发光。

[0016] 本发明的其他优点、目的和特点的一部分在下述说明书中阐述,这些优点、目的和特点的其他部分在阅读本文之后对本领域的技术人员来说是显而易见的,或可以从实施本发明了解到。本发明的目的和其他优点可以通过在文字的说明书和权利要求书及附图中特别指出的结构来实现和获得。

[0017] 为实现这些目的和其他优点以及根据本发明的目的,如在此具体化和广泛所述,一种用于驱动发光元件的有机发光二极管的电压补偿型像素电路包括:驱动晶体管,串联到在高电势电源线和低电势电源线之间的发光元件,响应提供给第一节点的电压,驱动发光元件;第一程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将数据线的电压提供给第二节点;第二程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将基准电压从基准电压供给线提供给第一节点;合并晶体管,用于响应合并线的合并信号,连接第一节点和第二节点;储能电容器,连接在第三节点和第二节点之间,存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,其中第三和第二节点在驱动晶体管和发光元件之间;以及第一和第二复位晶体管,用于响应复位线的复位信号,将第一、第二和第三节点的至少两个初始化到初始电压线的初始电压。

[0018] 像素电路可按照初始化周期、程序周期和发光周期的顺序进行驱动,在初始化周期期间,第一和第二复位晶体管以及合并晶体管可导通,以便将第一、第二和第三节点初始化到初始化电压,在程序周期期间,第一和第二程序晶体管以及驱动晶体管可导通,并且发光元件用作电容器,以便在第三节点中检测驱动晶体管的阈值电压,并且储能电容器存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,以及在发光周期期间,合并晶体管可导通,以便驱动晶体管响应在储能电容器中存储的电压,控制流入发光元件的电流。

[0019] 在初始化周期期间,第一复位晶体管可响应复位信号,将第三节点连接到第一和第二节点的一个,第二复位晶体管可响应复位信号,将初始化电压线连接到第二或第三节

点的一个,以及合并晶体管可将第一节点连接到第二节点。

[0020] 初始化电压线可利用前级合并线提供前级合并信号的栅极截止电压作为初始化电压。

[0021] 扫描信号和合并信号可具有相反极性,并且其中将栅极导通电压提供给扫描信号的周期可短于其中将栅极截止电压提供给合并信号的周期。

[0022] 像素电路可按初始化周期、程序周期和发光周期的顺序进行驱动,在初始化周期期间,第一和第二复位晶体管可导通,以便将第一和第三节点初始化到初始化电压,第三复位晶体管可响应复位信号将第二节点初始化到高电势电压;在程序周期期间,第一和第二程序晶体管以及驱动晶体管可导通,发光元件用作电容器,以便在第三节点中检测驱动晶体管的阈值电压,并且储能电容器存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压;以及在发光周期期间,合并晶体管可导通,以便驱动晶体管响应在储能电容器中存储的电压,控制流入发光元件的电流。

[0023] 复位线可利用前级扫描线提供前级扫描信号作为复位信号。

[0024] 低电势电压可用作基准电压。

[0025] 在本发明的另一方面中,一种用于驱动发光元件的有机发光二极管的电压补偿型像素电路包括:驱动晶体管,串联到在高电势电源线 and 低电势电源线之间的发光元件,响应提供给第一节点的电压,驱动发光元件;程序晶体管,用于响应扫描线的扫描信号,将数据线的电压提供给第二节点;合并晶体管,用于响应合并线的合并信号,连接第一节点和第二节点;储能电容器,连接在第三节点和第二节点之间,存储对应于其中阈值电压被补偿的数据电压的电压,其中第三和第二节点在驱动晶体管和发光元件之间;第一和第二复位晶体管,用于响应复位线的复位信号,将第一、第二和第三节点的至少两个初始化到初始电压线的初始电压;以及电容器,连接在扫描线和第一节点之间,根据扫描信号的变化,将基准电压提供给第一节点。

[0026] 负偏压可在初始化周期和程序周期期间施加到发光元件,以便将发光元件用作电容器,以及正偏压可仅在发光周期期间施加到发光元件,以便驱动发光元件。

[0027] 在程序周期期间,发光元件的电容器可通过驱动晶体管累积电荷,直到第三节点的电势达到对应于基准电压和阈值电压之间的差值的电压,并且储能电容器存储对应于第二和第三节点的电压之间的差值的电压,以及在发光周期期间,驱动晶体管可将与对应于数据电压和基准电压之间的差值的电压 ($V_{data}-V_{ref}$) 的平方成比例的电流提供给发光元件。

[0028] 像素电路的晶体管可以是 n 型晶体管,并在程序周期期间检测正阈值电压或负阈值电压。

[0029] 像素电路的晶体管可以是 p 型晶体管,并在程序周期期间检测正阈值电压或负阈值电压。

[0030] 发光元件的黑亮度可通过调整基准电压来进行控制。

[0031] 驱动晶体管可总是在饱和区中被驱动。

[0032] 将理解到本发明的上述一般描述和下述详细描述是示例性和说明性的,意图提供对所要求保护的本发明的进一步的说明。

附图说明

[0033] 提供本发明的进一步理解和被包含在本申请中并构成说明书一部分的附图示例说明本发明的实施例,以及结合说明书,用来解释本发明的原理。在图中:

[0034] 图 1 是根据本发明的第一示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图;

[0035] 图 2 是图 1 的像素电路的驱动波形图;

[0036] 图 3 是示例说明图 1 的像素电路在初始化周期期间驱动状态的等效电路图;

[0037] 图 4 是示例说明图 1 的像素电路在程序周期期间驱动状态的等效电路图;

[0038] 图 5 是示例说明图 1 的像素电路在发光周期期间驱动状态的等效电路图;

[0039] 图 6 是采用 p 型 TFT 的图 1 的像素电路的等效电路图;

[0040] 图 7 是示例说明图 6 的像素电路的驱动的波形图;

[0041] 图 8 是根据本发明的第二示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图;

[0042] 图 9 是根据本发明的第三示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图;

[0043] 图 10 是根据本发明的第四示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图;

[0044] 图 11 是根据本发明的第五示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图;

[0045] 图 12 是图 11 的像素电路的驱动波形图;以及

[0046] 图 13 是根据本发明的第六示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图。

具体实施方式

[0047] 现在更详细地参考本发明的优选实施例,在附图中示例说明本发明的例子。只要可能,在整个图中,将使用相同的参考数字来表示相同或类似的部件。

[0048] 图 1 是根据本发明的第一示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图,图 2 是图 1 的像素电路的驱动波形图。

[0049] 图 1 的像素电路驱动 OLED 以产生对应于数据电压 Vdata 的亮度,包括 6 个 n 型 TFT 以及一个储能电容器 Cs。多个像素电路构成 AMOLED 显示器,并且每一像素电路独立地驱动每一 OLED。

[0050] OLED 串联连接到在高电势电源线 40 和低电势电源线 42 之间的驱动 TFT Td。OLED 具有连接到驱动 TFT Td 的阳极、连接到低电势电源线 42 的阴极,以及在阴极和阳极之间的发光层。发光层包括顺序沉积在 OLED 的阴极和阳极之间的电子注入层、电子传输层、有机发光层、空穴传输层和空穴注入层。如果在 OLED 的阳极和阴极之间提供正偏压,经电子注入层和电子传输层将电子从阴极提供给有机发光层,并且经空穴注入层和空穴传输层将空穴从阳极提供给有机发光层。由于所提供的电子和空穴的复合,有机发光层通过荧光或磷光材料发光而产生与电流密度成比例的亮度。如果将负偏压提供给 OLED, OLED 则起累积电荷的电容器 Colcd 的作用。

[0051] 像素电路包括 6 个 n 型 TFT, 6 个 n 型 TFT 中包括一个驱动 TFT Td、两个复位 TFT Tres1 和 Tres2、两个编程 TFT (即一个基准 TFT Tref 和一个数据 TFT Tdata) 以及用于初始化发光的一个合并 TFT Tme。像素电路还包括连接在 OLED 和数据 TFT Tdata 之间的一个储能电容器 Cs。

[0052] 像素电路还包括三条控制线, 三条控制线中包括用于提供第 n (其中 n 是正整数) 扫描信号 SSn 的第 n 扫描线 30n、用于提供第 n 合并信号 MSn 的第 n 合并线 34n 以及用于提供第 n 复位信号 RSn 的第 n 复位线 36n。可以用是第 n 扫描线 30n 的前级扫描线的第 $(n-1)$ 扫描线 30n-1 来代替第 n 复位线 36n。第 n 合并信号 MSn 具有与第 n 扫描信号 SSn 相反的极性。

[0053] 像素电路包括三条固定电源线, 三条固定电源线中包括用于提供高电势电压 Vdd 的高电势电源线 40、用于提供低于高电势电压 Vdd 的低电势电压 Vss 的低电势电源线 42 以及用于提供低于高电势电压 Vdd 但高于或等于低电势电压 Vss 的基准电压 Vref 的基准电压线 44。基准电压 Vref 可以用低电势电压 Vss 来代替。

[0054] 像素电路还包括用于提供数据电压 Vdata 的数据线 32 以及用于提供初始化电压 Vini 的初始化线 38。由于初始化电压 Vini 不需要是固定的电压, 因此初始化线 38 可以用是前级合并线的第 $(n-1)$ 合并线 34n-1 来代替。初始化电压 Vini 使用低于低电势电压 Vss 的电压, 例如提供给第 $(n-1)$ 合并线 34n-1 的栅极截止电压。

[0055] 基准 TFT Tref 具有连接到第 n 扫描线 30n 的栅电极、连接到基准电压线 44 的第一电极, 以及连接到第一节点 N1 的第二电极, 第一节点 N1 与驱动 TFT Td 的栅电极相连。根据电流方向, 基准 TFT Tref 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。基准 TFT Tref 响应来自第 n 扫描线 30n 的扫描信号 SSn, 在程序周期期间, 将基准电压 Vref 提供给第一节点 N1。

[0056] 数据 TFT Tdata 具有连接到第 n 扫描线 30n 的栅电极、连接到数据线 32 的第一电极和连接到第二节点 N2 的第二电极, 第二节点 N2 与储能电容器 Cs 相连。根据电流方向, 数据 TFT Tdata 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。数据 TFT Tdata 响应来自第 n 扫描线 30n 的扫描信号 SSn, 在程序周期期间, 将数据电压 Vdata 提供给第二节点 N2。

[0057] 合并 TFT Tme 具有连接到第 n 合并线 34n 的栅电极、连接到第一节点 N1 的第一电极和连接到第二节点 N2 的第二电极。根据电流方向, 合并 TFT Tme 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。响应来自第 n 合并线 34n 的合并信号 MSn, 在初始化周期和发光周期期间, 合并 TFT Tme 连接第一节点 N1 和第二节点 N2。

[0058] 第一复位 TFT Tres1 具有连接到第 n 复位线 36n 的栅电极、连接到与 OLED 的阳极连接的第三节点 N3 的第一电极和连接到第一节点 N1 的第二电极。

[0059] 第二复位 TFT Tres2 具有与第 n 复位线 36n 相连的栅电极、与初始化线 38 相连的第一电极和与第三节点 N3 相连的第二电极。根据电流方向, 第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。响应第 n 复位线 36n 的复位信号 RSn, 在初始化周期期间, 第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 将节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。将第 $(n-1)$ 扫描线 30n-1 用作第 n 复位线 36n, 可在初始化周期期间响应第 $(n-1)$ 扫描线 30n-1 的扫描信号 SSn-1 切换第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2。将第 $(n-1)$ 合并线 34n-1 用作初始化线 38, 可在初始化周期期间将提供给第 $(n-1)$ 合并线

34n-1 的合并信号 MSn-1 的栅极截止电压 Voff 作为初始化电压 Vini 来提供。

[0060] 驱动 TFT Td 具有连接到第一节点 N1 的栅电极、连接到高电势电源线 40 的第一电极和连接到与 OLED 的阳极连接的第三节点 N3 的第二电极。根据电流方向,驱动 TFT Td 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。驱动 TFT Td 根据提供给第一节点 N1 的电压,通过控制从高电势电源线 40 经第三节点 N3 流入 OLED 的电流来驱动 OLED。

[0061] 如图 2 所示,通过初始化周期、程序周期和发光周期,顺序地驱动上述像素电路。在初始化周期期间,通过有效驱动第一和第二 TFT Tres1 和 Tres2 以及合并 TFT Tme,将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。在程序周期期间,通过有效驱动基准 TFT Tref、数据 TFT Tdata 以及驱动 TFT Td,检测驱动 TFT Td 的阈值电压 Vth,并且将对应于其中阈值电压 Vth 被补偿的数据电压 Vdata 的电压存储在储能电容器 Cs 中。在发光周期期间,通过有效驱动合并 TFT Tme 和驱动 TFT Td,驱动 TFT Td 驱动 OLED,以便响应从储能电容器 Cs 提供的电压发光。

[0062] 图 3、4 和 5 是分别表示图 1 的像素电路在初始化周期、程序周期和发光周期期间的驱动状态的等效电路图。在下文中,将参考图 2 至 5,详细地描述在初始化周期、程序周期和发光周期期间像素电路 20 的操作。

[0063] 由于图 1 的像素电路由 n 型 TFT 组成,因此这些 TFT 由图 2 中所示的高状态的栅极高电压 Vgh、即栅极导通电压 Von 导通和启动,而由低状态的栅极低电压 Vgl、即栅极截止电压 Voff 截止。

[0064] 在图 2 和 3 所示的初始化周期期间,第一和第二复位 TFT Tres 1 和 Tres2 以及合并 TFT Tme 导通,将第一至第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。为此目的,将复位信号 RSn 的栅极导通电压 Von 提供给第 n 复位线 36n,将合并信号 MSn 的栅极导通电压 Von 提供给第 n 合并线 34n,并且将扫描信号 SSn 的栅极截止电压 Voff 提供给第 n 扫描线。然后,如图 3 所示,第一复位 TFT Tres1、第二复位 TFT Tres2 和合并 TFT Tme 响应栅极导通电压 Von 而导通,基准 TFT Tref 和数据 TFT Tdata 响应栅极截止电压 Voff 而截止,并且驱动 TFT Td 被提供给第一节点 N1 的低状态的初始化电压截止。于是,经导通的第一复位 TFT Tres1、第二复位 TFT Tres2 和合并 TFT Tme,将提供给初始化线 38 的初始化电压 Vini 提供给第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3,以便将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到相同的初始化电压 Vini。将低于低电势电压 Vss 的低状态的电压作为初始化电压 Vini 来提供。例如,可通过将第 (n-1) 合并线 34n-1 作为初始化线 38,将第 (n-1) 合并信号 MSn-1 的栅极截止电压 Voff 作为初始化电压 Vini 来提供。结果是在初始化周期期间,将低于低电势电压 Vss 的初始化电压 Vini 提供给第三节点 N3,由此将负偏压施加到 OLED。因此,OLED 不发光并且起累积电荷的电容器 Coled 的作用。可以将在初始化周期期间提供栅极导通电压 Von 的扫描信号 SSn-1 的第 (n-1) 扫描线 30n-1 作为第 n 复位线 36n。

[0065] 同时,在初始化周期期间,为防止 OLED 的不必要发光,如图 2 所示,将其中把栅极导通电压 Von 提供给复位线 36n 的复位信号 RSn 的有效周期设置成短于其中提供低状态的初始化电压 ($Vini = Voff$) 的周期。即,将其中把栅极导通电压提供给第 (n-1) 扫描线 30n-1 的第 (n-1) 扫描信号 SSn-1 的有效周期设置成短于其中将栅极截止电压 Voff 提供给第 (n-1) 合并线 34n-1 的合并信号 MSn-1 的无效周期内的无效周期。

[0066] 在图 2 和 4 所示的程序周期期间,基准 TFT Tref、数据 TFT Tdata 以及驱动 TFT Td

导通,通过将 OLED 用作电容器 C_{oled} ,检测驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} ,以及将对应于其中阈值电压被补偿的数据电压 V_{data} 的电压存储在储能电容器 C_s 中。为此,将扫描信号 SS_n 的栅极导通电压提供给第 n 扫描线 30_n ,将合并信号 MS_n 的栅极截止电压 V_{off} 提供给第 n 合并线 34_n ,以及将复位信号 RS_n 的栅极截止电压 V_{off} 提供给第 n 复位线 36_n 。然后,如图 4 所示,基准 TFT Tref 和数据 TFT Tdata 响应栅极导通电压而导通,驱动 TFT Td 被提供给第一节点 $N1$ 的基准电压 V_{ref} 导通,直到源-漏电流变得足够小,第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 被栅极截止电压截止。如果通过导通的数据 TFT Tdata 提供数据电压 V_{data} ,第二节点 $N2$ 的电压就从初始化电压 ($V_{ini} = V_{off}$) 改变成数据电压 V_{data} ,并且如以下公式 1 所示,第三节点 $N3$ 的电压 V_{N3} 与第二节点 $N2$ 的电压的变化 ($V_{data}-V_{off}$) 成比例地发生变化。

[0067] [公式 1]

$$[0068] \quad V_{N3} = V_{ini} + (V_{data} - V_{ini}) S \left(\frac{C_s}{C_{oled} + C_s} \right)$$

[0069] 由于第三节点 $N3$ 的电压 V_{N3} 低于低电势电压 V_{ss} , OLED 因为施加到其上的负偏压而起电容器 C_{oled} 的作用。起电容器 C_{oled} 作用的 OLED 通过驱动 TFT Td 累积电荷,直到第三节点 $N3$ 的电势达到通过从基准电压 V_{ref} 减去驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} 而获得的值 ($V_{ref}-V_{th}$),即,直到驱动 TFT Td 的源-漏电流 I_{ds} 变得足够小为止。然后,能在第三节点 $N3$ 中检测通过从基准电压 V_{ref} 减去驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} 而获得的值 ($V_{ref}-V_{th}$),即驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} 。特别地,由于不使用连接驱动 TFT Td 的栅极和漏极的二极管结构,而是将 OLED 作为电容器来检测阈值电压 V_{th} ,因此能精确地检测负阈值电压和正阈值电压。结果是储能电容器 C_s 存储了对应于经导通的数据 TFT Tdata 提供的数据电压 V_{data} 和提供给节点 $N3$ 的电压 ($V_{ref}-V_{th}$) 之间的差的电压 ($V_{data}-V_{ref}+V_{th}$)。即,储能电容器 C_s 存储了对应于其中阈值电压 V_{th} 被补偿的数据电压的电压 ($V_{data}-V_{ref}+V_{th}$)。

[0070] 同时,在图 2 中,将提供给第 n 扫描线 30_n 的扫描信号 SS_n 的有效周期设置成短于提供给第 n 合并线 34 的合并信号 MS_n 的无效周期。可以将程序周期期间提供栅极截止电压 V_{off} 的扫描信号 SS_{n-1} 的第 $(n-1)$ 扫描线 30_{n-1} 用作第 n 复位线 36_n 。

[0071] 在图 2 和 5 所示的发光周期期间,合并 TFT Tme 导通,驱动 TFT Td 驱动 OLED,以便响应储能电容器 C_s 的电压发光。为此,将合并信号 MS_n 的栅极导通电压 V_{on} 提供给第 n 合并线 34_n ,将复位信号 RS_n 的栅极截止电压 V_{off} 提供给第 n 复位线 36_n ,并且将扫描信号 SS_n 的栅极截止电压 V_{off} 提供给第 n 扫描线 30_n 。然后,如图 5 所示,合并 TFT Tme 响应栅极导通电压 V_{on} 而导通,连接第一和第二节点 $N1$ 和 $N2$,第一复位 TFT Tres1、第二复位 Tres2、基准 TFT Tref 和数据 TFT Tdata 响应栅极截止电压 V_{off} 而截止。响应经合并 TFT Tme 提供给节点 $N1$ 的储能电容器 C_s 的电压 ($V_{data}-V_{ref}+V_{th}$),驱动 TFT Td 通过控制从高电势电压线 10 提供给 OLED 的电流 I_{ds} 驱动 OLED 来发光。OLED 发出与驱动 TFT Td 的输出电流 I_{ds} 的强度成比例的光。经由 TFT Td 提供给 OLED 的电流 I_{ds} 可由以下公式 2 来表示。

[0072] [公式 2]

$$[0073] \quad I_{ds} = \frac{\beta}{2} S (V_{gs} - V_{th})^2 = \frac{\beta}{2} S [(V_{data} - V_{ref} + V_{th}) - V_{th}]^2$$

$$[0074] \quad = \frac{\beta}{2} S (V_{data} - V_{ref})^2$$

[0075] 在公式 2 中, β 是由驱动 TFT Td 的结构(沟道宽度和长度)和物理属性确定的比例系数。参考公式 2, 由于阈值电压 V_{th} 是用于确定驱动 TFT Td 的输出电流 I_{ds} 的电压的偏移量, 输出电流 I_{ds} 不受驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} 影响。此外, 由于输出电流 I_{ds} 与对应于数据电压 V_{data} 和基准电压 V_{ref} 间的差值的电压 $V_{data} - V_{ref}$ 成比例, 可以通过调整基准电压 V_{ref} 来控制 OLED 的黑亮度。在发光周期期间, 由于驱动 TFT Td 总是在通过从栅-源电压 V_{gs} 减去阈值电压 V_{th} 获得的值小于或等于漏-源电压、即 $V_{gs} - V_{th} \leq V_{ds}$ 的饱和区中操作, 因此由偏置应力引起的驱动 TFT Td 的劣化非常小。

[0076] 图 6 是采用 p 型 TFT 的图 1 的像素电路的等效电路图, 以及图 7 是示例说明图 6 的像素电路的驱动的波形图。

[0077] 图 1 的像素电路仅由 n 型 TFT 组成。然而, p 型 TFT 可以应用于像素电路, 如图 6 所示。当将图 6 的像素电路与图 1 的像素电路比较时, 驱动 TFT Td、用于控制驱动 TFT Td 的第一复位 TFT Tres1、第二复位 TFT Tres2、合并 TFT Tme、基准 TFT Tref 和数据 Tdata 由 p 型 TFT 组成, OLED 具有阳极连接到高电势电源线 40 和阴极连接到与驱动 TFT Td 相连的第三节点 N3 相反的连接结构, 并且驱动 TFT Td 的源电极连接到低电势电源线 42。将省略与图 1 相同的部分的描述。

[0078] 由于图 6 的像素电路由 p 型 TFT 组成, 因此图 7 中所示的驱动波形具有与图 2 中所示的 n 型 TFT 的驱动波形相反的极性。即, 在图 7 中所示的驱动波形中, 将低状态的栅极低电压 V_{gl} 用作栅极导通电压, 以及将高状态的栅极高电压 V_{gh} 用作栅极截止电压。

[0079] 在图 7 所示的初始化周期期间, 第一复位 TFT Tres1、第二复位 TFT Tres2 和合并 TFT Tme 导通响应第 n 复位信号 RS_n 和第 n 合并信号 MS_n 的栅极导通电压 V_{on} , 将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 ($V_{ini} = V_{off} = V_{gh} > V_{ss}$)。在这种情况下, OLED 不被负偏压驱动, 相反而起电容器 C_{oled} 的作用。

[0080] 在图 7 所示的程序周期期间, 基准 TFT Tref 和数据 TFT Tdata 导通响应第 n 扫描信号 SS_n 的栅极导通电压, 而驱动 TFT Td 响应基准电压 V_{ref} 导通直到其源-漏电流变为足够小为止。因此, 通过将 OLED 用作电容器检测了驱动 TFT Td 的阈值电压 V_{th} , 并且储能电容器 C_s 存储了对应于其中阈值电压 V_{th} 被补偿的数据电压 V_{data} 的电压 ($V_{data} - V_{ref} + V_{th}$)。在这种情况下, 由于驱动 TFT 不是其栅极和漏极被连接的二极管结构, 因此, 能精确地检测 p 型驱动 TFT Td 的正阈值电压和负阈值电压。

[0081] 在图 7 所示的发光周期期间, 合并 TFT Tme 响应第 n 合并信号 MS_n 的栅极导通电压 V_{on} 导通, 并且驱动 TFT Td 响应通过合并 TFT Tme 从储能电容器 C_s 提供给节点 N2 的电压 ($V_{data} - V_{ref} + V_{th}$) 来驱动 OLED 发光。由于驱动 TFT Td 仅在饱和区中操作, 因此由偏置应力引起的驱动 TFT Td 的劣化非常小。

[0082] 图 8 是根据本发明的第二示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图。

[0083] 除第一复位 TFT Tres1 的第二电极不连接到第一节点 N1 而是连接到第二节点 N2 外, 根据第二实施例的图 8 的像素电路与根据第一实施例的图 1 的像素电路相同, 因此, 将省略与图 1 相同的部分的描述。在图 8 的像素电路中, 在初始化周期期间, 第一和第二复位

TFT Tres1 和 Tres2 以及合并 TFT Tme 被复位信号 RS_n 和合并信号 MS_n 的栅极导通电压 Von 导通,将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。

[0084] 图 9 是根据本发明的第三示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图。

[0085] 除第一复位 TFT Tres1 的第二电极不连接到第一节点 N1 而是连接到第二节点 N2 外,以及除第二复位 TFT Tres2 的第二电极不连接到第三节点 N3 而是第二节点 N2 外,根据第三实施例的图 9 的像素电路与根据第一实施例的图 1 的像素电路相同。因此,将省略与图 1 相同的部分的描述。在图 9 的像素电路中,在初始化周期期间,第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 以及合并 TFT Tme 被复位信号 RS_n 和合并信号 MS_n 的栅极导通电压 Von 导通,将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。

[0086] 图 10 是根据本发明的第四示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图。

[0087] 除第一复位 TFT Tres1 的第二电极不连接到第一节点 N1 而是连接到第二节点 N2,以及除第二复位 TFT Tres2 的第二电极不连接到第三节点 N3 而是连接到第一节点 N1 外,根据第四实施例的图 10 的像素电路与根据第一实施例的图 1 的像素电路相同。因此,将省略与图 1 相同的部分的描述。在图 10 的像素电路中,在初始化周期期间,第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 以及合并 TFT Tme 被复位信号 RS_n 和合并信号 MS_n 的栅极导通电压 Von 导通,将第一、第二和第三节点 N1、N2 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。

[0088] 图 11 是根据本发明的第五示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图,而图 12 是图 11 的像素电路的驱动波形图。

[0089] 除另外包括第三复位 TFT Tres3 外,根据第五实施例的图 10 的像素电路与根据第一实施例的图 1 的像素电路相同,因此,将省略与图 1 相同的部分的描述。第三复位 TFT Tres3 具有连接到第 n 复位线 36n 的栅电极、连接到高电势电源线 40 的第一电极以及连接到第二节点 N2 的第二电极。根据电流方向,第三复位 TFT Tres3 的第一电极和第二电极对应于源电极或漏电极。响应提供给第 n 复位线 36n 的复位信号 RS_n 或提供给第 (n-1) 扫描线 30n-1 的扫描信号 SS_{n-1} 的栅极导通电压 Von,在初始化周期期间,第三复位 TFT Tres3 将第二节点 N2 初始化到高电势电压 Vdd。

[0090] 当将图 2 中所示的驱动波形与图 12 中所示的驱动波形相比时,仅在图 2 的程序周期期间,提供给第 n 合并线 34n 的合并信号 MS_n 施加栅极截止电压 Voff,而在图 12 的初始化周期和程序周期这两个期间,提供给第 n 合并线 34n 的合并信号 MS_n 施加栅极截止电压 Voff。此外,在图 2 中,将前级第 (n-1) 合并信号 MS_{n-1} 的栅极截止电压 Voff 用作初始化电压 Vini,而在图 12 中,将初始化电压 Vini 固定为 DC 电压。

[0091] 在图 12 所示的初始化周期期间,响应提供给第 n 复位线 36n 的复位信号 RS_n 或提供给第 (n-1) 扫描线 30n-1 的扫描信号 SS_{n-1} 的栅极导通电压 Von,第一和第二复位 TFT Tres1 和 Tres2 将第一和第三节点 N1 和 N3 初始化到初始化电压 Vini。第三复位 TFT Tres3 将第二节点 N2 初始化到高电势电压 Vdd。响应提供给第 n 合并线 34n 的合并信号 MS_n 的栅极截止电压 Voff,合并 TFT Tme 截止。

[0092] 在图 12 所示的程序周期期间,基准 TFT Tref 响应提供给第 n 扫描线 30n 的扫描信号 SS_n 的栅极导通电压 Von,将基准电压 Vref 提供给第一节点 N1,而数据 TFT Tdata 将数

据电压 Vdata 提供给第二节点 N2。如果通过导通的数据 TFT Tdata 提供数据电压 Vdata, 则第二节点 N2 的电压从高电势电压 Vdd 改变成数据电压 Vdata, 并且第三节点 N3 的电压与第二节点 N2 的电压的变化 Vdata-vdd 成比例地发生改变, 如由下述公式 3 所表示。

[0093] [公式 3]

$$[0094] \quad V_{N3} = V_{ini} + (V_{data} - V_{dd}) S \left(\frac{C_s}{C_{oled} + C_s} \right)$$

[0095] 在这种情况下, 由于第三节点 N3 的电压 V_{N3} 低于低电势电压 Vss, 因此起电容器 Coled 作用的 OLED 通过驱动 TFT Td 累积电荷, 直到第三节点 N3 的电势是通过从基准电压 Vref 减去驱动 TFT Td 的阈值电压 Vth 获得的值 (Vref-Vth), 即直到驱动 TFT Td 的输出电流 Ids 足够小。结果是储能电容器 Cs 存储了对应于经导通的数据 TFT Tdata 提供的数据电压 Vdata 和提供给第三节点 N3 的电压 (Vref-Vth) 之间的差的电压 (Vdata-Vref+Vth), 由此存储了对应于其中阈值电压 Vth 被补偿的数据电压 Vdata 的电压 (Vdata-Vref+Vth)。

[0096] 在图 2 所示的发光周期期间, 合并 TFT Tme 响应提供给第 n 合并线 34n 的合并信号 MSn 的栅极导通电压而导通。响应通过导通的合并 TFT Tme 提供给第一节点 N1 的储能电容器 Cs 的电压 (Vdata-Vref+Vth), 驱动 TFTTd 控制源-漏电流 Ids, 由此驱动 OLED 发光。

[0097] 图 13 是根据本发明的第六示例性实施例的 AMOLED 显示器的像素电路的等效电路图。

[0098] 除使用电容器 Cd 来代替基准 TFT Tref 外, 根据第六实施例的图 13 的像素电路与根据第一实施例的图 1 的像素电路相同, 因此, 将省略与图 1 相同的部分的描述。电容器 Cd 连接在第 n 扫描线 30n 和第一节点 N1 之间。如果在图 2 所示的程序周期期间, 第 n 扫描信号 SSn 从栅极截止电压 Voff 变化成栅极导通电压 Von, 则第一节点 N1 的电压与第 n 扫描信号的变化电压和电容器 Cd 的电容与包括寄生电容的总电容 Ctotal 的比率 Cd/Ctotal 的乘积成比例地增长。因此, 在程序周期期间, 如同图 1 的基准 TFT Tref, 电容器 Cd 将与基准电压 Vref 类似的电压提供给第一节点 N1, 以便驱动 TFT Td, 直到驱动 TFT Td 的源-漏电流 Ids 足够小为止, 这样就能检测阈值电压 Vth。

[0099] 如上所述, 在程序周期期间, 根据本发明的 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路利用 OLED 作为电容器 Coled 而不将驱动 TFT Td 构建为二极管结构就检测了阈值电压 Vth。因此, 能检测负阈值电压和正阈值电压, 与 n 型 TFT 和 p 型 TFT 无关, 于是能在各种电压范围中精确地检测阈值电压 Vth。

[0100] 在初始化周期和程序周期期间, 根据本发明的 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路使用串联在高电势电源线 40 和低电势电源线 42 之间的驱动 TFT Td 和 OLED 的连接结构, 并通过将负偏压施加到 OLED 而将 OLED 用作电容器 Coled。于是, 通过仅在发光周期期间使 OLED 发光, 防止了不必要的亮度, 由此能提高对比度。

[0101] 在发光周期期间, 根据本发明的 AMOLED 显示器的电压补偿型像素电路使驱动 TFT Td 总是在饱和区中操作, 由此, 由偏置应力引起的 TFT 劣化小。

[0102] 对本领域的技术人员来说, 在不背离本发明的精神或范围的情况下, 能在本发明中做出各种改进和改变将是显而易见的。因此, 期望本发明覆盖本发明的改进和改变, 假定它们落在所附权利要求及其等效物的范围内。

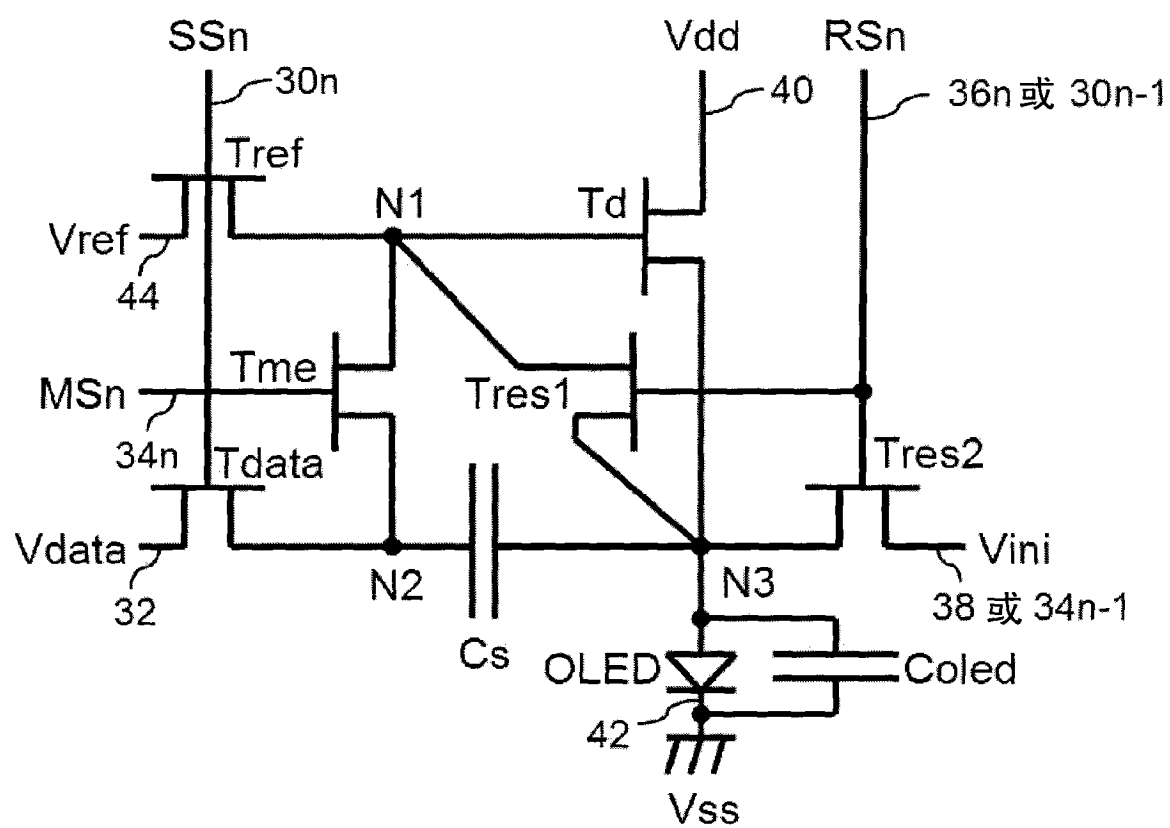


图 1

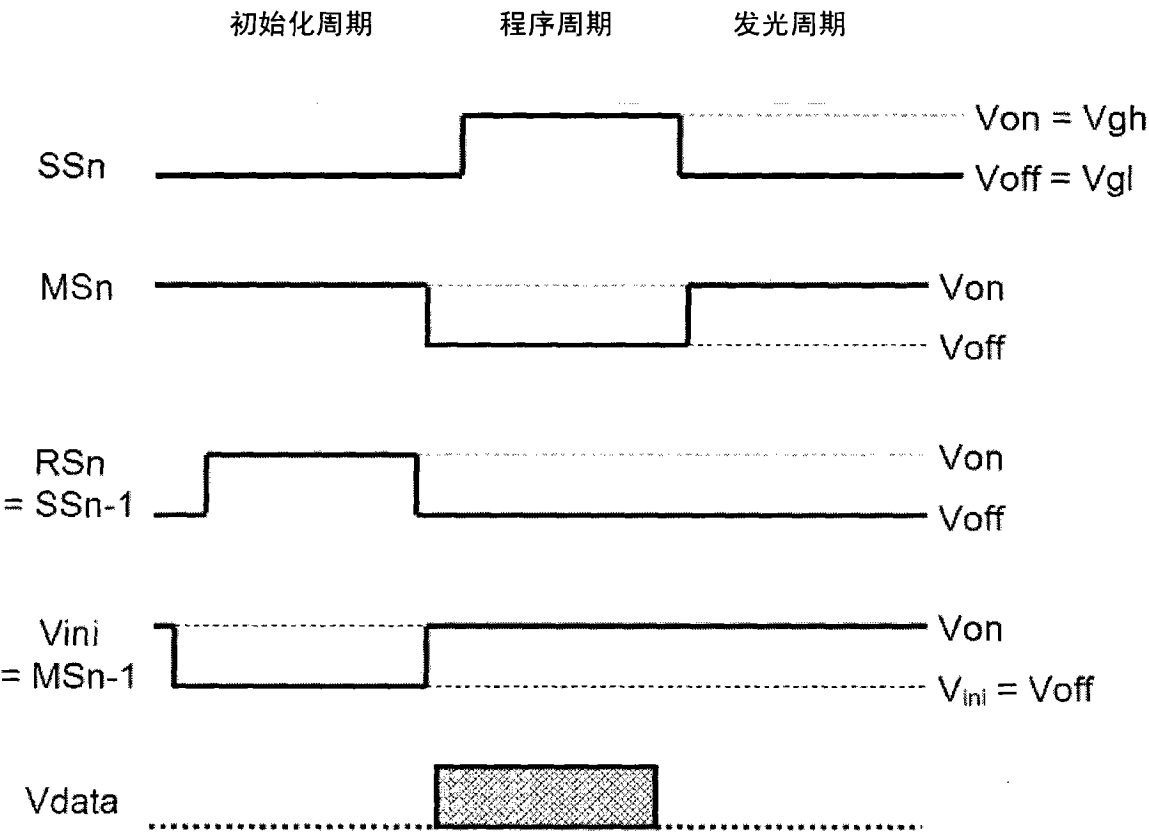


图 2

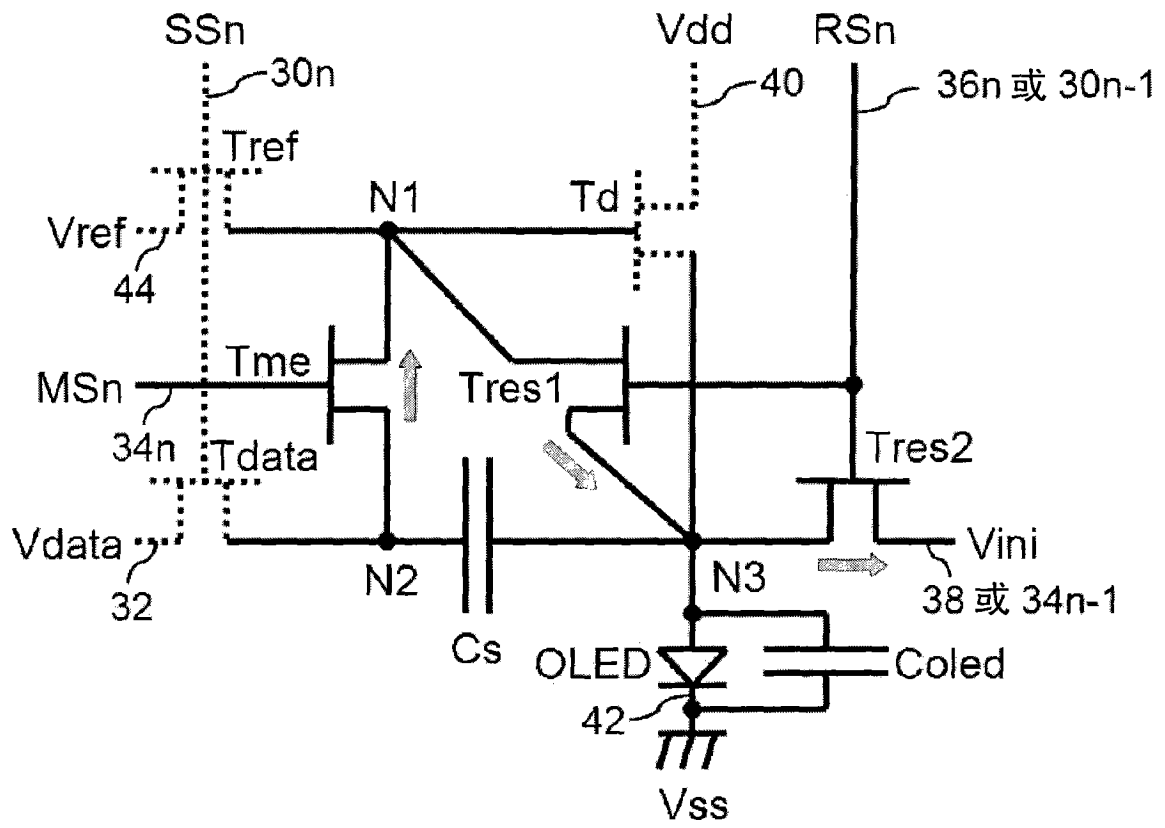


图 3

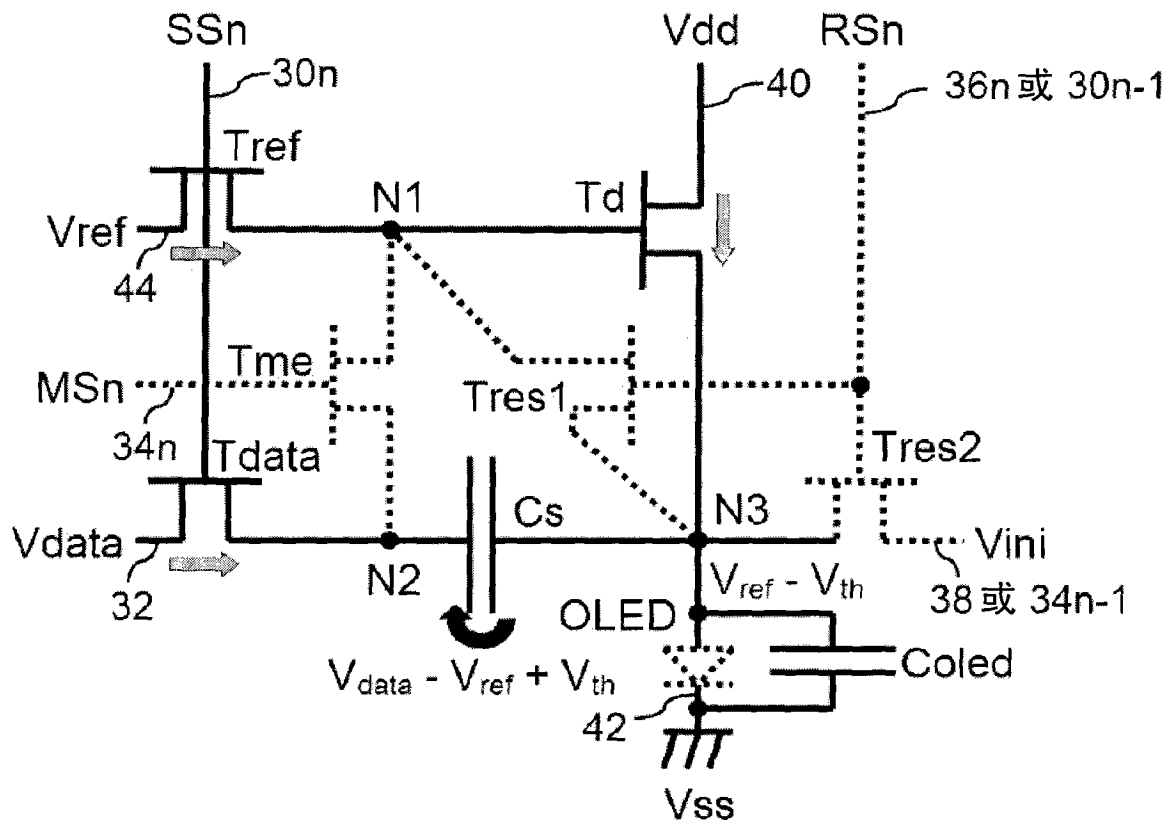


图 4

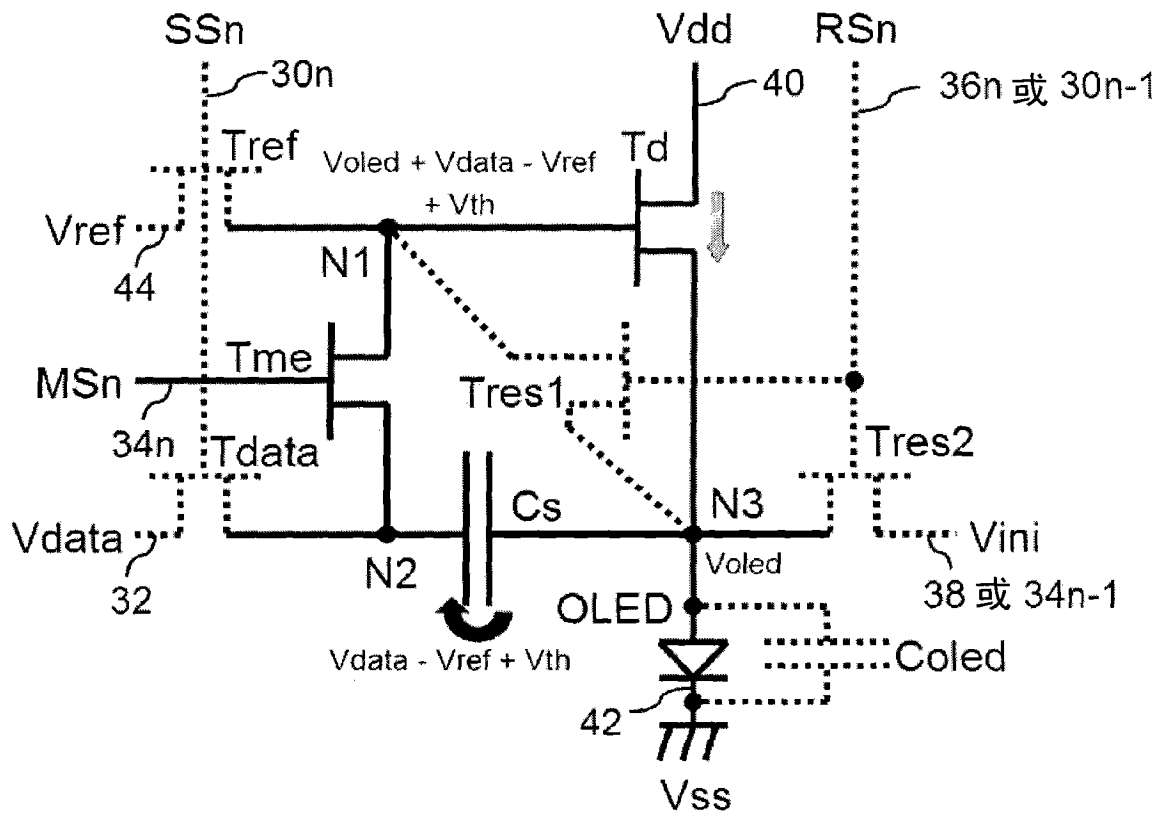


图 5

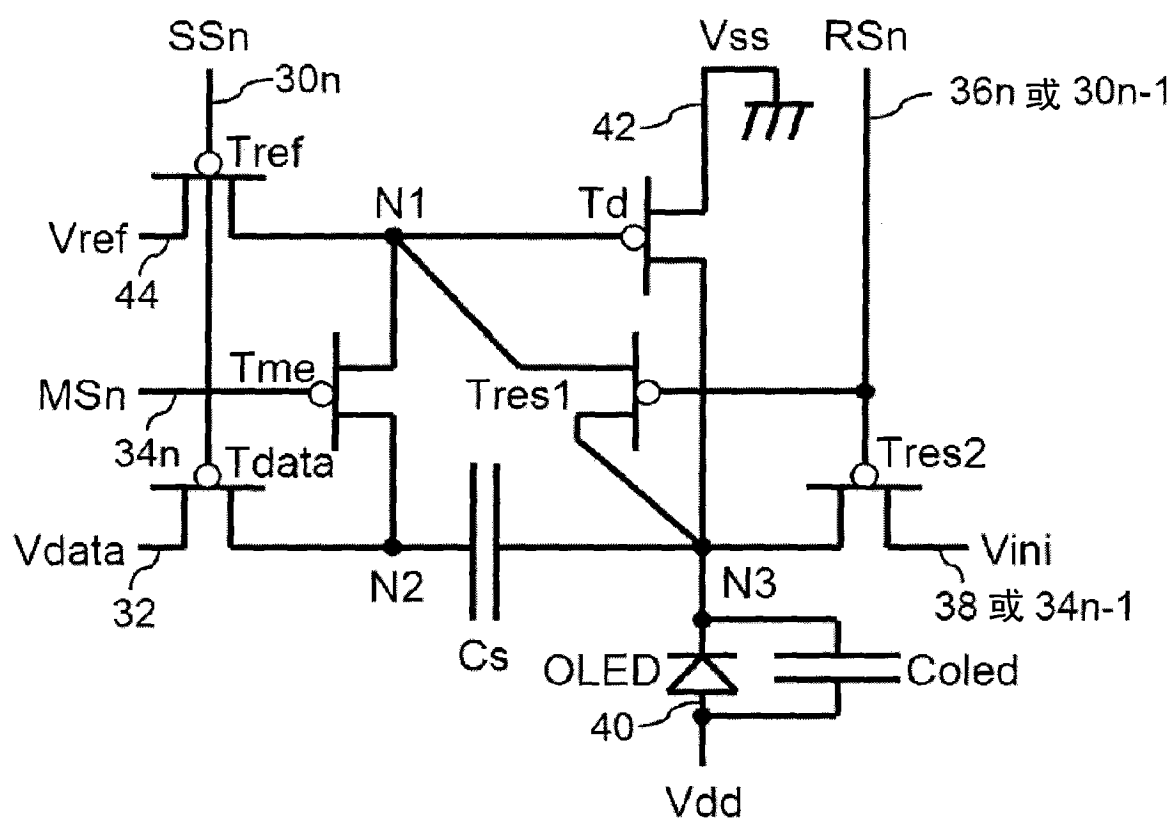


图 6

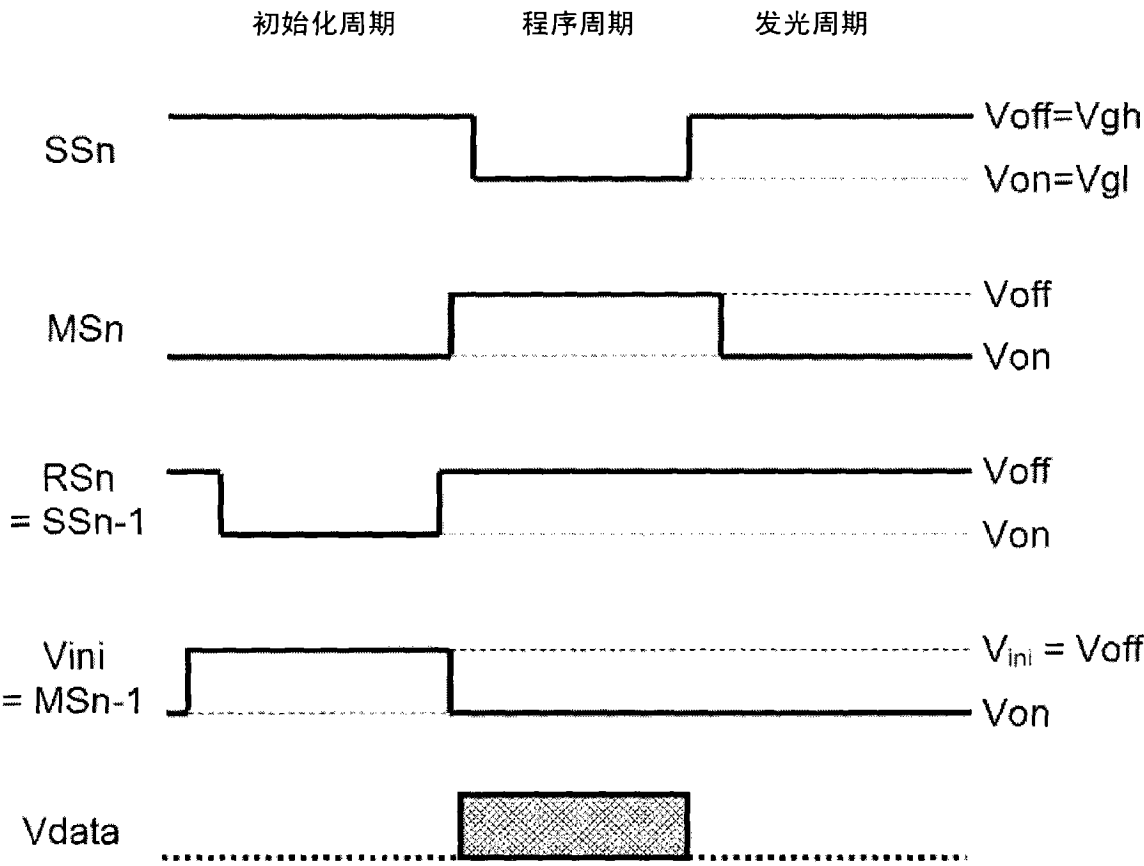


图 7

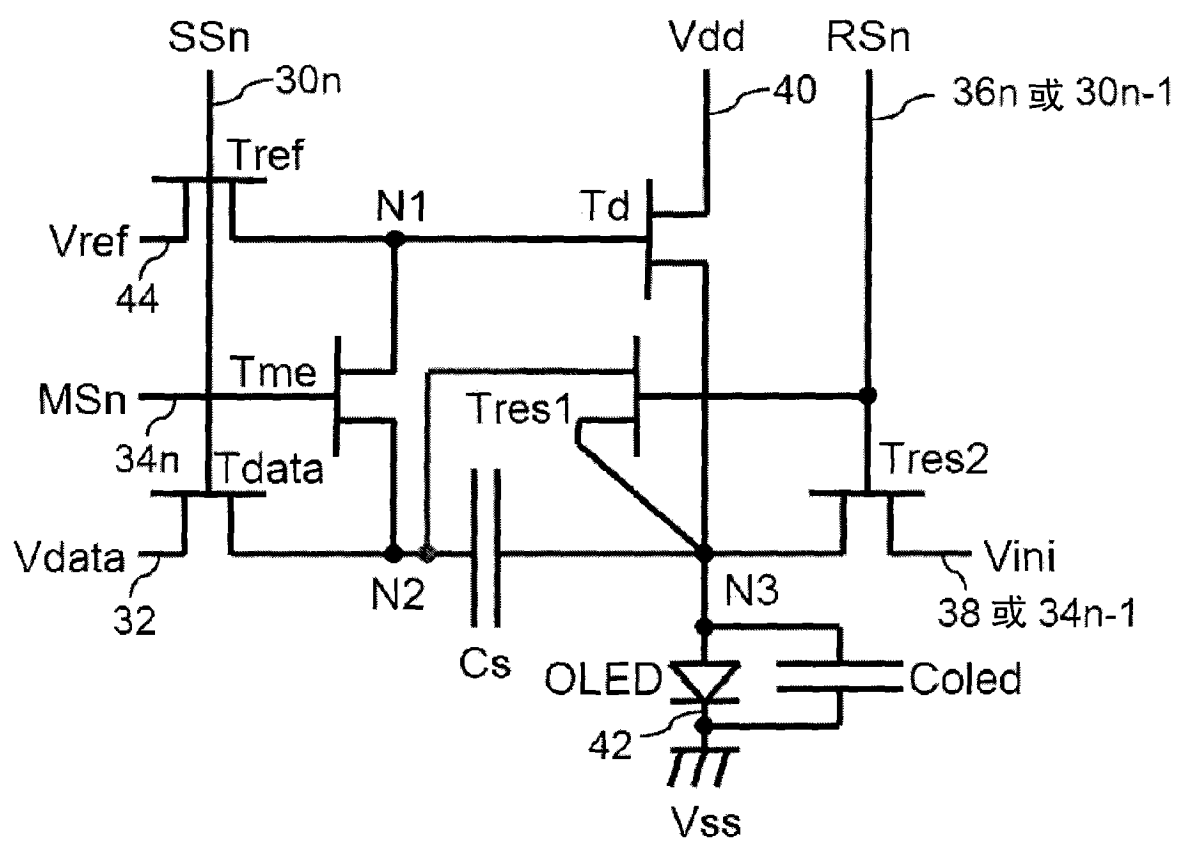


图 8

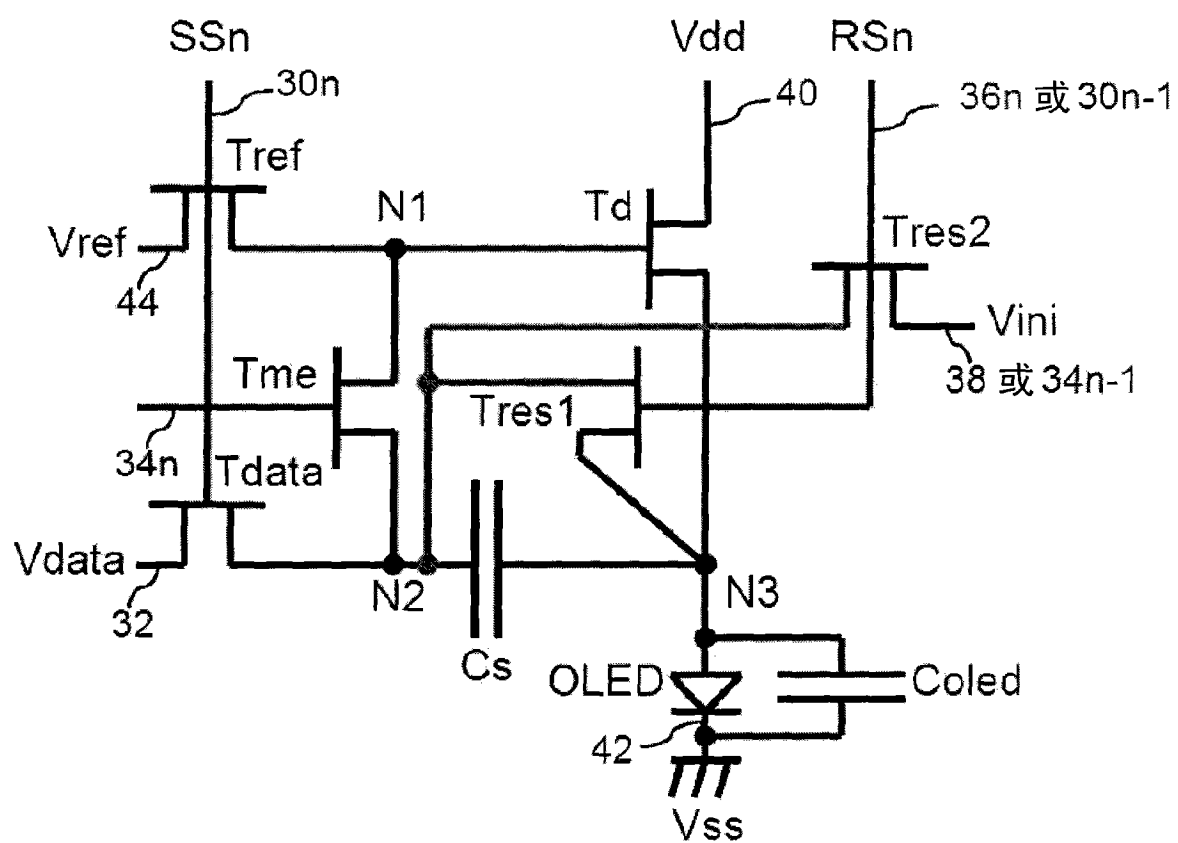


图 9

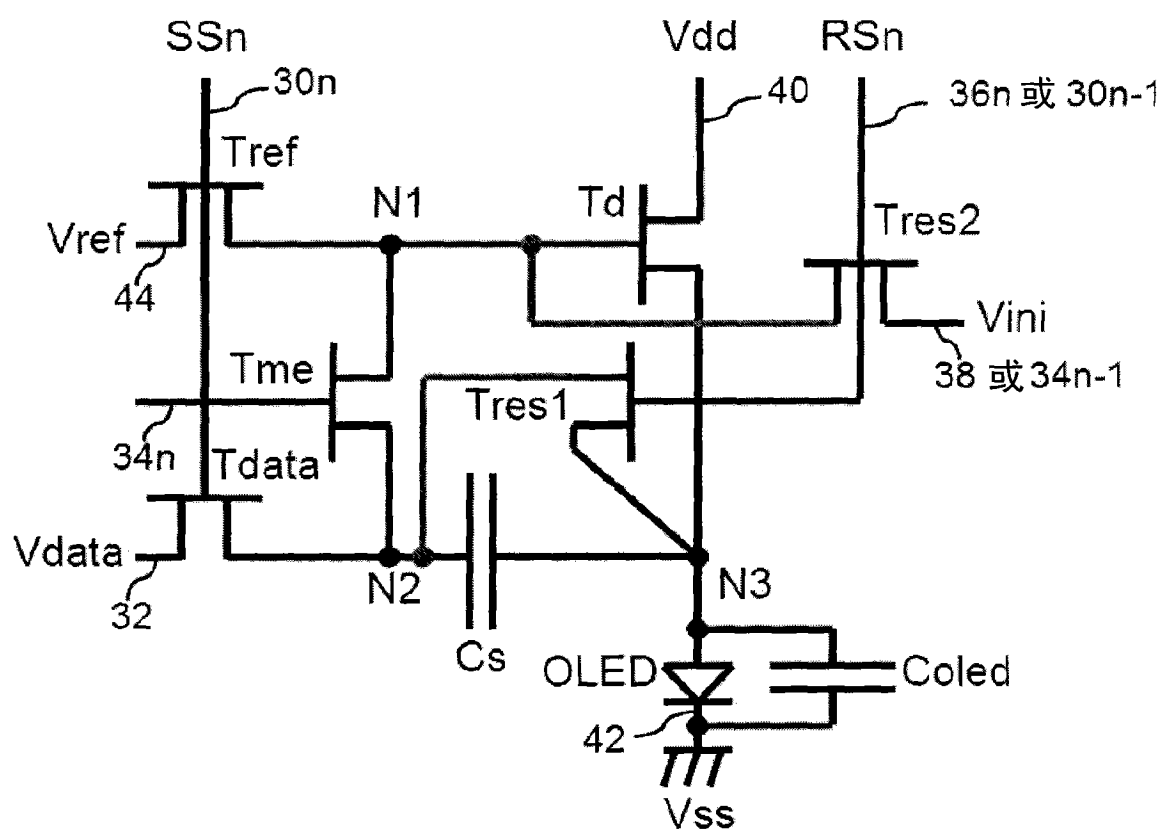


图 10

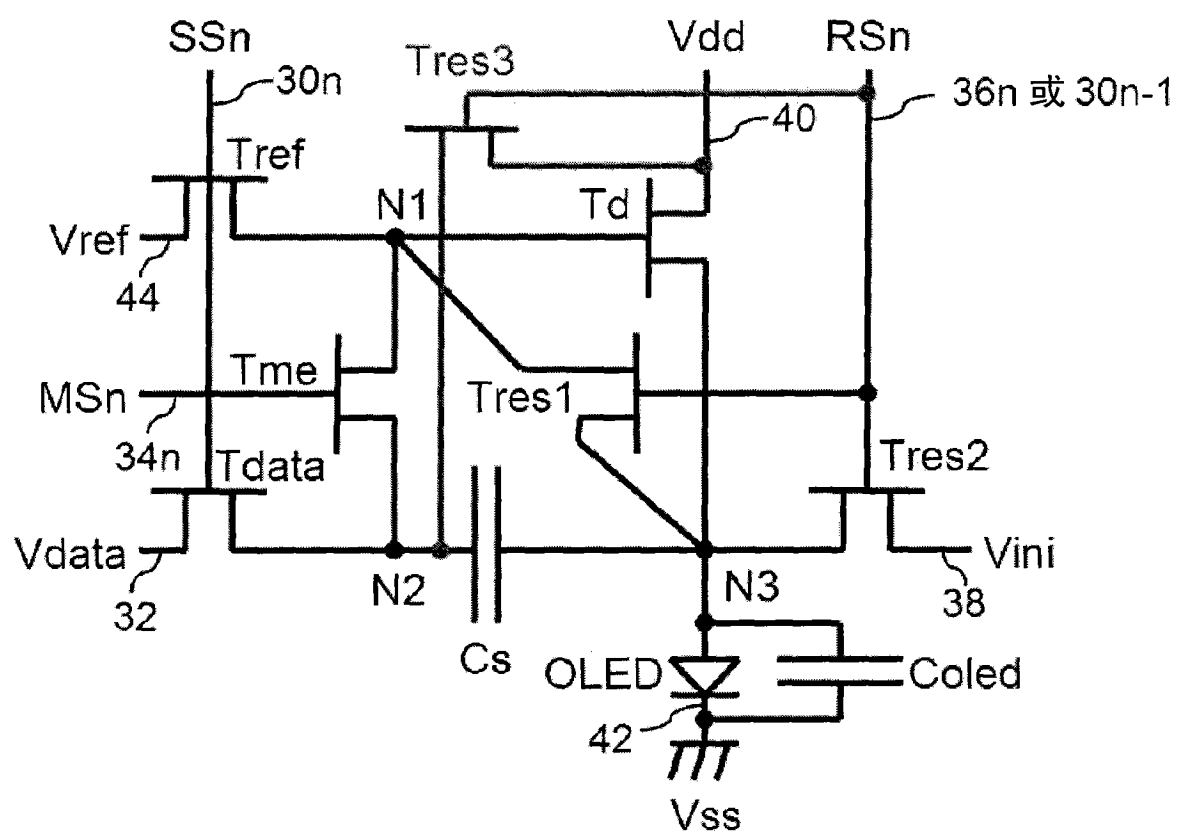


图 11

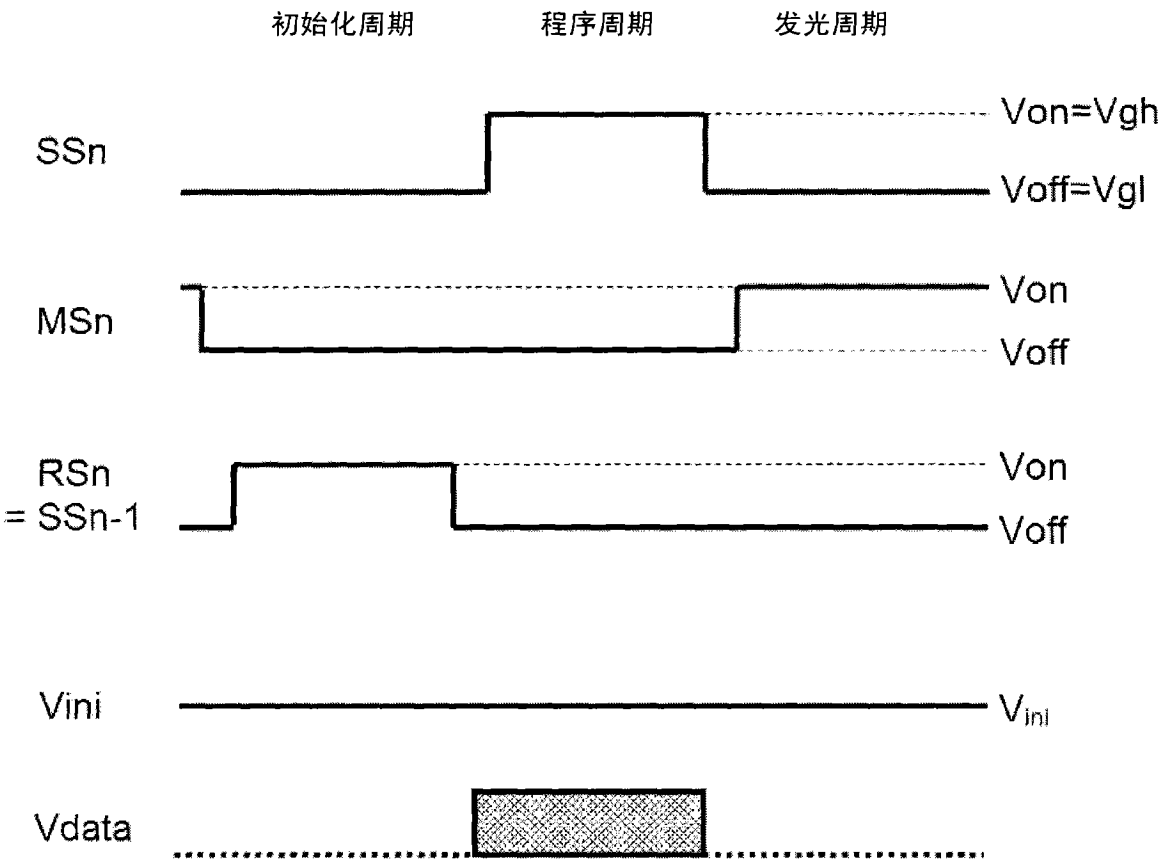


图 12

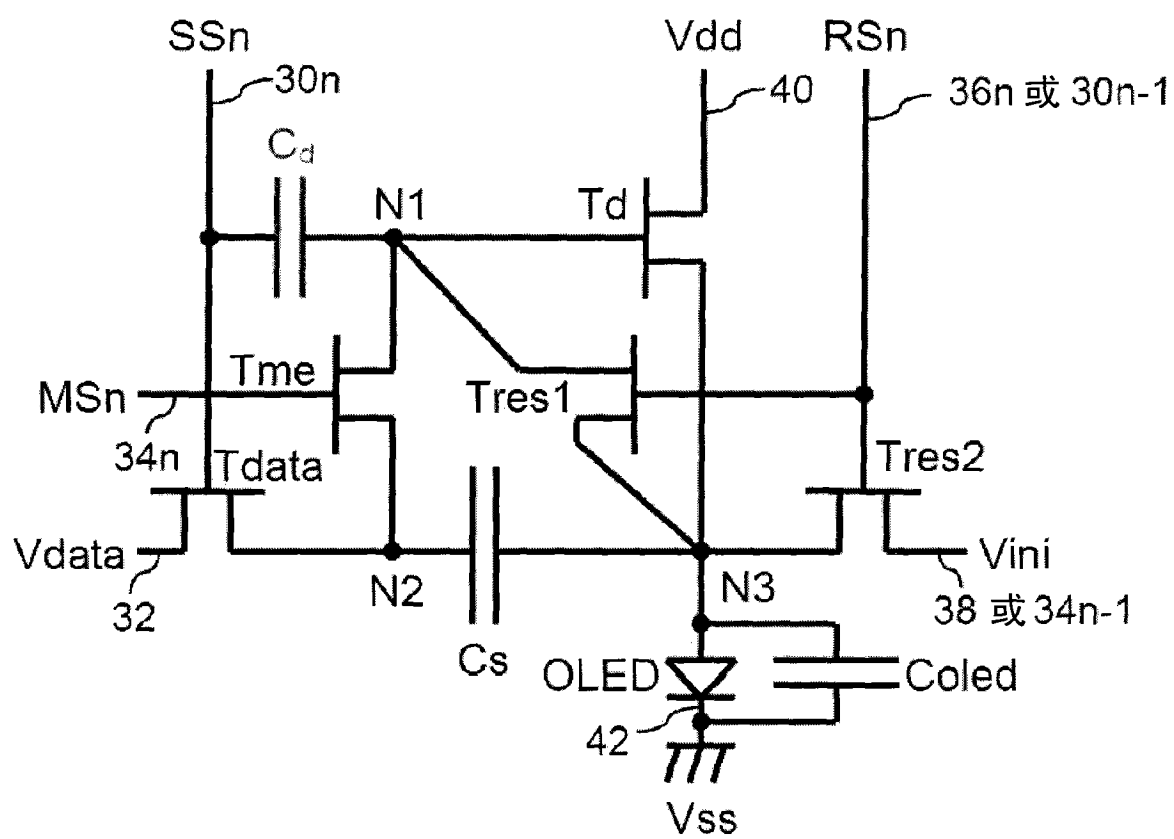


图 13

一种AMOLED显示器的电压补偿型像素电路包括驱动晶体管，串联至高电势和低电势电源线之间的发光元件，以便响应提供给第一节点的电压，驱动发光元件；第一程序晶体管，用于响应扫描线的扫描信号，将数据线的电压提供给第二节点；第二程序晶体管，用于响应扫描线的扫描信号，将基准电压从基准电压供给线提供给第一节点；合并晶体管，用于响应合并线的合并信号，连接第一节点和第二节点；储能电容器，连接在第三节点和第二节点之间，插入驱动晶体管和发光元件间，以便存储对应于补偿阈值电压的数据电压的电压，以及第一和第二复位晶体管，用于响应复位线的复位信号，将第一、第二和第三节点的至少两个初始化到初始电压线的初始电压。

