



1. 一种有机发光显示器,该有机发光显示器包括:

选通驱动电路,所述选通驱动电路通过连接到显示面板的多条选通线中的每一条供应选通信号;以及

亮度控制单元,所述亮度控制单元位于所述选通驱动电路和所述显示面板之间,并且电连接到电力供应线和所述多条选通线,

其中,所述亮度控制单元包括:

第一开关元件,所述第一开关元件电连接到所述多条选通线中的每一条;

第二开关元件,所述第二开关元件电连接在所述多条选通线中的每一条和所述电力供应线之间;以及

亮度控制信号线,所述亮度控制信号线电连接到所述第一开关元件和所述第二开关元件。

2. 根据权利要求1所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制单元还包括反相器,所述反相器控制所述第一开关元件和所述第二开关元件彼此相反地操作。

3. 根据权利要求2所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号线包括第一亮度控制信号线和第二亮度控制信号线,

所述第一亮度控制信号线连接到所述第一开关元件的栅极,并且

所述第二亮度控制信号线在连接到所述第一亮度控制信号线的所述反相器的输出节点处连接到所述第二开关元件的栅极。

4. 根据权利要求1所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号线向所述第一开关元件和所述第二开关元件传送亮度控制信号。

5. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号控制连接到所述选通线的所述第一开关元件的操作以在特定刷新周期期间输出选通信号。

6. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号控制所述第二开关元件的操作以在特定刷新周期期间输出选通低电压。

7. 根据权利要求4所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号控制是否输出用于所述多条选通线中的每一条的选通信号。

8. 一种有机发光显示器,该有机发光显示器包括:

亮度控制单元,所述亮度控制单元包括电力供应线的一部分以及电连接选通驱动电路和显示面板的多条选通线的一部分,

其中,所述亮度控制单元包括:

第一开关元件,所述第一开关元件确定在特定时段期间是否向所述多条选通线中的每一条供应包括选通高电压的选通信号;

第二开关元件,所述第二开关元件在特定时段期间向所述多条选通线中的每一条供应选通低电压;以及

亮度控制信号线,所述亮度控制信号线与所述第一开关元件和所述第二开关元件电连接。

9. 根据权利要求8所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制单元响应于被供应到所述亮度控制信号线的亮度控制信号而针对多个刷新周期中的每一个控制所述选通信号通过特定选通线进行输出。

10. 根据权利要求9所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号在所述多个刷新周期当中的第一刷新周期期间控制所述选通信号通过奇数编号的选通线进行输出,并且在所述多个刷新周期当中的第二刷新周期期间控制所述选通信号通过偶数编号的选通线进行输出。

11. 根据权利要求9所述的有机发光显示器,其中,所述亮度控制信号控制是否输出所述选通信号,以便在所述多个刷新周期当中包括刷新消隐区段。

## 有机发光显示器

### 技术领域

[0001] 本公开涉及有机发光显示器,更具体地涉及能够抑制闪烁现象的有机发光显示器。

### 背景技术

[0002] 近期,随着信息技术的发展,具有诸如变薄、轻量化和低功耗这样的优良性能的各种显示装置已经被研发出来。

[0003] 显示装置的具体示例包括液晶显示(LCD)装置、场发射显示(FED)装置、有机发光显示(OLED)装置等。

[0004] 构成OLED装置的多个像素中的每个像素包括有机发光二极管,该有机发光二极管包括阳极和阴极之间的有机发光层以及独立地驱动有机发光二极管的像素驱动电路。像素驱动电路包括开关薄膜晶体管(以下称为“TFT”)、驱动TFT和电容器。在本文中,开关TFT响应于扫描脉冲而以数据电压对电容器进行充电。此外,驱动TFT根据充入电容器中的数据电压来控制要供应给有机发光二极管的电流的量,并因此控制有机发光二极管的发光量。

[0005] OLED装置是自发光显示装置。与LCD装置不同,OLED装置不需要单独的光源。因此,OLED装置可以被制造成轻重量且薄的形式。此外,OLED装置在功耗方面是有利的,因为它用低电压驱动的。此外,OLED装置具有优良的色彩表现能力、高的响应速度、宽的视角和高的对比度(CR)。因此,OLED装置已经在许多领域作为下一代显示装置进行研究。此外,有机发光二极管具有表面发射结构,因此可以被容易地实现为柔性形式。

[0006] 在具有上述优点的OLED装置中,像素由于工艺变化等而在驱动TFT的阈值电压( $V_{th}$ )和迁移率方面彼此不同。此外,发生高电位电压(VDD)的电压降,使得用于驱动有机发光二极管的电流的量改变。因此,像素之间存在亮度差。一般地,由于驱动TFT的初始特性的差异,可在屏幕上显现未预料的不均匀或图案。另外,由在有机发光二极管被驱动的同时发生的驱动TFT的恶化导致的特性差异可降低有机发光显示面板的寿命或导致残影。因此,已经做出通过引入能够补偿驱动TFT的特性差异以及高电位电压VDD的电压降并因此减小像素之间的亮度差的补偿电路来提高图像质量的许多尝试。随着近年来对于可穿戴显示装置的需求的快速增加,使要求紧凑设计的可穿戴显示装置的功耗最小化变得特别重要。另外,已经做出了使显示器的功耗最小化的许多尝试。因此,为了驱动在像素结构中包括补偿电路的OLED装置,对像素驱动电路进行设计以使功耗最小化是必要的。

[0007] 因此,存在通过各种驱动OLED装置的方法来降低OLED装置的功耗的尝试。根据一种驱动方法,用于驱动OLED装置的频率被降低至基础驱动频率并且保持发光状态的区段被控制为相对长。

[0008] 然而,由于以低驱动频率来驱动OLED装置并且保持发光状态的区段被控制为相对长,因此亮度可能在施加或保持扫描信号的区段期间下降。这样的亮度下降可被人眼识别出,并因此会出现闪烁现象。

[0009] 因此,存在对于用于在以低驱动频率驱动OLED装置来降低功耗的同时减少闪烁现

象的方法的需求。

## 发明内容

[0010] 本公开的发明人认识到,如果以低速率驱动有机发光显示器,则能够通过有机发光显示器的每个像素中使用内部补偿电路或外部电压补偿方法来抑制刷新周期期间的亮度降低。因此,本公开的发明人发明了能够减少功耗而且减少闪烁现象的有机发光显示器以及该有机发光显示器的驱动方法。

[0011] 因此,本公开提出了改进的有机发光显示器。在有机发光显示器中,在多个刷新周期期间以分发的方式向像素供应选通信号,使得能够减少在刷新周期期间像素的亮度下降。

[0012] 在根据本公开的有机发光显示器,整个刷新周期期间像素的亮度下降被减少,使得能够抑制显示面板上的闪烁现象并且还能够提高图像质量。

[0013] 本公开的特性不限于上述特性,并且上面未提到的其它特性对于本领域普通技术人员而言根据以下描述将是显而易见的。

[0014] 根据本公开的一方面,提供了一种有机发光显示器。该有机发光显示器包括选通驱动电路,该选通驱动电路被配置为通过连接到显示面板的多条选通线中的每一条供应选通信号,以及亮度控制单元,该亮度控制单元设置在选通驱动电路和显示面板之间并且电连接到所述多条选通线和电力供应线。所述亮度控制单元包括电连接到所述多条选通线中的每一条的第一开关元件、电连接在所述多条选通线中的每一条和所述电力供应线之间的第二开关元件、以及电连接到所述第一开关元件和所述第二开关元件的亮度控制信号线。根据本公开的一方面,在有机发光显示器中,在多个刷新周期期间以分发的方式向像素供应选通信号。因此,能够减少整个刷新周期期间像素的亮度下降。

[0015] 根据本公开的另一方面,提供了一种有机发光显示器。该有机发光显示器包括亮度控制单元,该亮度控制单元包括电连接选通驱动电路和显示面板的多条选通线的一部分和电力供应线的一部分。所述亮度控制单元包括第一开关元件、第二开关元件和亮度控制信号线,所述第一开关元件被配置为确定在特定时段期间是否向所述多条选通线中的每一条供应包括选通高电压的选通信号,所述第二开关元件被配置为在特定时段期间向所述多条选通线中的每一条供应选通低电压,所述亮度控制信号线与第一开关元件和第二开关元件电连接。根据本公开的另一方面,在有机发光显示器中,整个刷新周期期间像素的亮度下降被减少。因此,能够抑制显示面板上的闪烁现象并且还能够提高有机发光显示器的图像质量。

[0016] 其它示例性实施例的细节将被包括在详细的描述和附图中。

[0017] 根据本公开,在多个刷新周期期间以分发的方式向像素供应选通信号。因此,能够减少整个刷新周期期间像素的亮度下降。

[0018] 根据本公开,整个刷新周期期间像素的亮度下降被减少。因此,能够抑制显示面板上的闪烁现象并且还能够提高有机发光显示器的图像质量。

[0019] 本公开的效果不限于上述效果,并且在说明中包括各种其它效果。

## 附图说明

[0020] 从结合附图进行的以下详细说明,本公开的上述和其它方面、特征和其它优点将被更清楚地理解,其中:

[0021] 图1是根据本公开的示例性实施方式的被提供以解释选通驱动电路的显示装置的示意框图;

[0022] 图2是示出根据本公开的示例性实施方式的亮度控制单元的构造的电路图;

[0023] 图3是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号和亮度控制信号的波形图;

[0024] 图4是根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的亮度曲线图;

[0025] 图5是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号的波形图;

[0026] 图6是根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的亮度曲线图;

[0027] 图7是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号的波形图;

[0028] 图8是根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的亮度曲线图;

[0029] 图9是示出根据现有技术的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0030] 图10是示出输入到图9中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图;

[0031] 图11是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0032] 图12是示出输入到图11中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图;

[0033] 图13是被提供以示出比较示例和示例的效果的Ioled曲线图;

[0034] 图14是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0035] 图15是示出输入到图14中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图;

[0036] 图16是示出根据本公开的又一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0037] 图17是被提供以示出比较示例和示例的效果的Ioled曲线图;

[0038] 图18是示出根据现有技术的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0039] 图19是示出输入到图18中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图;

[0040] 图20是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图;

[0041] 图21是示出输入到图20中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图;

- [0042] 图22是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图；
- [0043] 图23是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图；
- [0044] 图24是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图；
- [0045] 图25是被提供以示出比较示例和示例的效果的Ioled曲线图；
- [0046] 图26是被提供以解释图1中所示的定时控制器的示意框图；
- [0047] 图27是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图；
- [0048] 图28是示出输入到图27中所示的像素驱动电路中的信号和结果的输出信号的波形图；
- [0049] 图29是示出依据初始化电压的改变的比较示例和示例的亮度改变的曲线图；
- [0050] 图30是示出根据本公开的示例性实施方式的输入到像素驱动电路的信号和黑色亮度的改变的波形图；以及
- [0051] 图31是示出根据比较示例和示例的在刷新周期期间对黑色亮度的识别的曲线图。

### 具体实施方式

[0052] 从下面结合附图描述的示例性实施方式中,将更清楚地理解本公开以及实现本公开的方法的优点和特征。然而,本公开不限于以下示例性实施方式,而是可以按照各种不同的形式来实现。示例性实施方式仅被提供以完成对本公开的公开并且向本公开所属的技术领域的普通技术人员充分地提供本发明的类别,并且本公开将由所附的权利要求限定。

[0053] 在用于描述本公开的示例性实施方式的附图中示出的形状、尺寸、比例、角度、数量等仅仅是示例,并且本公开不限于此。另外,在以下描述中,可以省略对公知的相关领域技术的详细解释以避免不必要地模糊本公开的主题。本文使用的诸如“包括”、“具有”和“由…组成”这样的术语一般旨在允许添加其它组件,除非术语与术语“仅”一起使用。任何单数的引用可包括复数,除非另外明确说明。

[0054] 即使未明确说明,组件也被理解为包括普通误差范围。

[0055] 当使用诸如“上”、“上方”、“下方”、“接近”这样的术语来描述两个部件之间的位置关系时,一个或多个部件可被放置在这两个部件之间,除非术语与术语“紧接”或“直接”一起使用。

[0056] 当元件或者层被称为在另一个元件或者层“上”时,其可以直接在另一个元件或者层上,或者可以存在中间元件或者中间层。

[0057] 尽管术语“第一”、“第二”等用于描述各种组件,但这些组件不被这些术语约束。这些术语仅仅用于把一个组件和其它组件相区分。因此,在本公开的技术概念中,下面提到的第一组件可以是第二组件。

[0058] 贯穿整个说明书,相同的标号指示相同的元件。

[0059] 由于图示中示出的每个组件的尺寸和厚度是为了便于解释而展示的,因此本公开不必受限于每个组件所示出的尺寸和厚度。

[0060] 本公开的各种实施方式的特征可以彼此部分地或完全地接合或组合,并且可以是联结的并且在技术上按照各种方式进行操作,并且可以独立地或者彼此联合地执行实施方式。

[0061] 在本公开中,TFT可以是P型或N型的。另外,在解释脉冲型信号时,选通高电压(VGH)状态被定义为“高状态”并且选通低电压(VGL)状态被定义为“低状态”。

[0062] 此后,将参照附图来详细地描述本公开的各种示例性实施方式。

[0063] 图1是根据本公开的示例性实施方式的被提供以解释选通驱动电路的显示装置的示意框图。

[0064] 参照图1,OLED装置100包括显示面板110和选通驱动电路130,显示面板100包括多个像素P,选通驱动电路130向多个像素P中的每个像素供应选通信号。此外,OLED装置100包括向多个像素P中的每个像素供应数据信号的数据驱动电路140以及控制选通驱动电路130和数据驱动电路140的定时控制器120。

[0065] 定时控制器120处理从外部输入的图像数据RGB以适合于显示面板110的尺寸和分辨率,然后向数据驱动电路140供应图像数据RGB。定时控制器120通过使用从外部输入的同步信号SYNC(例如,点时钟信号、数据使能信号、水平同步信号和垂直同步信号)来生成多个选通控制信号GCS和多个数据控制信号DCS。此外,定时控制器120将生成的多个选通控制信号GCS和数据控制信号DCS分别供应给选通驱动电路130和数据驱动电路140,因此控制选通驱动电路130和数据驱动电路140。本文中,多个选通控制信号GCS可以包括亮度控制信号CS,并且将随后参照图3描述亮度控制信号CS的具体特性。

[0066] 响应于从定时控制器120供应的选通控制信号GCS,选通驱动电路130向选通线GL供应选通信号。本文中,选通信号包括至少一个扫描信号和发光控制信号。尽管图1示出了选通驱动电路130被设置在显示面板110的一侧并与显示面板110隔开,但是选通驱动电路130的数量和位置不限于此。也就是说,选通驱动电路130可以按照GIP(面板中选通)的方式设置在显示面板110的一侧或两侧上。

[0067] 响应于从定时控制器120供应的数据控制信号DCS,数据驱动电路140将图像数据RGB转换成数据电压,并通过数据线DL向像素P供应经转换的数据电压。

[0068] 在显示面板110中,多条选通线GL和多个数据线DL被设置为彼此交叉,并且多个像素P中的每个像素连接到选通线GL和数据线DL。具体地,一个像素P通过选通线GL被供应有来自选通驱动电路130的选通信号,通过数据线DL被供应有来自数据驱动电路140的数据信号,并且通过电力供应线被供应有各种电源信号。

[0069] 更具体地,一个像素P通过选通线GL接收至少一个扫描信号和发光控制信号,通过数据线DL接收数据电压或参考电压,并且通过电力供应线接收高电位电压VDD、低电位电压VSS和初始化电压Vinit。

[0070] 本文中,选通线GL可以包括第一扫描信号线SCAN1、第二扫描信号线SCAN2和发光控制信号线EM,并且数据线DL可以包括电力供应线。电力供应线被配置为向多个像素P中的每个像素供应数据电压Vdata、参考电压Vref和初始化电压Vinit。另外,电力供应线通过定时控制器120连接到显示面板110,从而向多个像素P中的每个像素供应电力。

[0071] 因此,一个像素P通过选通线GL接收扫描信号和发光控制信号,通过数据线DL接收数据电压Vdata、参考电压Vref和初始化电压Vinit,并且通过电力供应线接收高电位电压

VDD和低电位电压VSS。

[0072] 此外,每个像素P包括有机发光二极管和被配置为控制有机发光二极管的驱动的像素驱动电路。本文中,有机发光二极管包括阳极、阴极以及在阴极和阳极之间的有机发光层。像素驱动电路包括多个开关元件、驱动开关元件和电容器。本文中,开关元件可被配置为TFT。在像素驱动电路中,驱动TFT依据充入电容器中的数据电压与参考电压之差来控制要供应给有机发光二极管的电流的量,从而控制有机发光二极管的发光量。另外,多个开关TFT接收通过选通线GL供应的扫描信号和发光控制信号,并且用数据电压对电容器进行充电。

[0073] 亮度控制单元150被设置在选通驱动电路130和显示面板110之间。亮度控制单元150通过选通线GL来电连接到选通驱动电路130和显示面板110。亮度控制单元150可以在多个划分的刷新周期期间以分布式的方式将从选通驱动电路130供应的选通信号供应给显示面板110。照明控制单元150的构造将随后参照图2来进行详细描述。

[0074] 根据本公开的示例性实施方式的OLED装置100包括用于驱动包括多个像素P的显示面板110的选通驱动电路130和数据驱动电路140、以及用于控制选通驱动电路130和数据驱动电路140的定时控制器120。具体地,OLED装置100还可以包括在显示面板110和选通驱动电路130之间的亮度控制单元150。亮度控制单元150能够控制多个像素P的亮度。亮度控制单元150在显示面板110被刷新的刷新周期期间控制供应选通信号的定时。因此,可以抑制显示面板110的亮度的降低。因此,由于显示面板110的亮度降低被抑制,所以能够减少由亮度降低而导致的闪烁现象。照明控制单元150的构造将随后参照图2来进行详细描述。

[0075] I. [驱动方法]刷新周期划分的驱动

[0076] 图2是示出根据本公开的示例性实施方式的亮度控制单元的构造的电路图。为了便于解释,此后也将提及图1。

[0077] 参照图2,亮度控制单元150被设置在选通驱动电路130和显示面板110之间。具体地,亮度控制单元150被设置在选通驱动电路130和显示面板110之间,并且电连接到多条选通线G1至Gn和电力供应线VSS。另外,亮度控制单元150包括在选通驱动电路130和显示面板110之间的位置处并且电连接选通驱动电路130和显示面板110的多条选通线和电力供应线中的一部分。本文中,电力供应线VSS是被配置为供应选通低电压VGL的低电位电力供应线。在一些示例性实施方式中,电力供应线VSS可以由被配置为供应选通高电压VGH的高电位电力供应线替换。

[0078] 此外,亮度控制单元150包括第一开关元件Tx1、第二开关元件Tx2和第一亮度控制信号线151a。本文中,x表示与选通线GL对齐的顺序数,并且是从1到选通线GL的最大数目的自然数。例如,x是从1到1536的自然数。

[0079] 第一开关元件Tx1电连接到多条选通线G1至Gn中的每一条。具体地,第一开关元件Tx1包括连接到第一亮度控制信号线151a的栅极,并且被设置在连接到选通驱动电路130的输出节点onx的选通线和连接到显示面板110的输入节点inx的选通线之间。例如,在第一选通线G1上,第一选通线G1的第一开关元件Tx1在选通驱动电路130的输出节点onx和显示面板110的输入节点inx连接到第一选通线G1时被设置在选通驱动电路130的输出节点onx和显示面板110的输入节点inx之间。

[0080] 因此,第一开关元件Tx1确定在预定时段期间是否将包括选通高电压VGH的选通信

号GS供应给多条选通线G1至Gn中的每一条。具体地,第一开关元件Tx1响应于通过连接到栅极的第一亮度控制信号线151a输入的亮度控制信号而使多条选通线G1至Gn中的每一条选通线短路或断开。例如,如果亮度控制信号处于高状态,则第一开关元件Tx1被接通,并因此使与第一开关元件Tx1连接的选通线Gx短路。因此,连接到接通的第一开关元件Tx1的选通线Gx可以向显示面板110供应选通信号GSx。稍后将参照图3和图4描述亮度控制信号以及其结果的选通信号和亮度的输出的波形。

[0081] 第二开关元件Tx2电连接在多条选通线中的每一条和电力供应线之间。具体地,第二开关元件Tx2包括连接到第二亮度控制信号线151b的栅极,并且被设置在连接到选通驱动电路130的输出节点onx的电力供应线VSS和连接到显示面板110的输入节点inx的选通线之间。在此情况下,第二亮度控制信号线151b连接到第一亮度控制信号线151a中的反相器INV的输出节点。也就是说,第二开关元件Tx2包括电连接到反相器INV的输出节点的栅极。

[0082] 因此,第二开关元件Tx2在预定时段期间将选通低电压VGL供应给多条选通线G1至Gn中的每一条。具体地,第二开关元件Tx2响应于通过第二亮度控制信号线151b输入的亮度控制信号而被短路或断开,以使得选通低电压VGL可以通过电力供应线VSS从显示面板110的输入节点inx供应给选通线Gx。例如,如果亮度控制信号处于高状态,则通过第二亮度控制信号线151b将处于低状态的亮度控制信号输入到第二开关元件Tx2的栅极,并且第二开关元件Tx2被关断。如果亮度控制信号处于低状态,则通过第二亮度控制信号线151b将处于高状态的亮度控制信号输入到第二开关元件Tx2的栅极,并且第二开关元件Tx2被接通。因此,连接到接通的第二开关元件Tx2的选通线Gx可以向显示面板110供应选通低电压VGL。稍后将参照图3和图4描述亮度控制信号以及其结果的选通信号和亮度的输出的波形。

[0083] 亮度控制信号线151包括第一亮度控制信号线151a和第二亮度控制信号线151b。亮度控制信号线151电连接到第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2。具体地,第一亮度控制信号线151a连接到第一开关元件Tx1,并且第二亮度控制信号线151b连接到第二开关元件Tx2。另外,亮度控制单元150可以包括控制第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2彼此相反地操作的反相器INV。第二亮度控制信号线151b在连接到第一亮度控制信号线151a的反相器INV的输出节点中连接到第二开关元件Tx2的栅极。

[0084] 亮度控制信号线151向第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2供应亮度控制信号。具体地,通过第一亮度控制信号线151a和第二亮度控制信号线151b的彼此反相的亮度控制信号分别被供应给第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2。因此,连接到同一选通线Gx的第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2以彼此相反的方式操作。例如,当处于高状态的亮度控制信号被供应给第一亮度控制信号线151a时,第一开关元件Tx1被接通。例如,当处于低状态的亮度控制信号被供应给第二亮度控制信号线151b时,第二开关元件Tx1关断。

[0085] 另外,如果第一开关元件Tx1接通,则第二开关元件Tx2关断,使得选通信号GSx通过选通线Gx输出。如果第一开关元件Tx1关断,则第二开关元件Tx2接通,使得选通低电压VGL通过选通线Gx输出作为低电位电压信号。因此,通过控制亮度控制信号处于高状态的区段,可以确定在刷新周期期间输出选通信号GSx的选通线Gx。随后将参照图3和图4描述依据亮度控制信号的波形来控制开关元件的操作的具体方法。

[0086] 根据本公开的示例性实施方式的OLED装置100包括连接到多条选通线G1至Gn中的每一条的第一开关元件Tx1、连接于电力供应线VSS和多条选通线G1至Gn中的每一条之间的

第二开关元件Tx2、以及连接到第一开关元件Tx1和第二开关元件Tx2的栅极的亮度控制信号线151。因此,在预定的刷新周期期间,只有连接到预定选通线Gx的第一开关元件Tx1响应于通过亮度控制信号线151输入的亮度控制信号而被接通。因此,输出选通信号GSx。也就是说,亮度控制信号可以确定在刷新周期期间输出选通信号GSx的选通线Gx。另外,可以响应于亮度控制信号而在一帧中设置多个刷新周期,并且可以在多个刷新周期中的每一个期间通过不同的选通线输出选通信号。

[0087] 图3是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号和亮度控制信号的波形图。图4是根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的亮度曲线图。为了便于解释,此后将提及图1和图2。

[0088] 控制OLED装置100的低速驱动模式,以使得整个刷新周期在单位时间内比水平保持区段短。

[0089] 参照图3,整个刷新周期包括k个刷新周期。在整个刷新周期期间,可以通过选通线输出包括在短区段期间具有选通高电压VGH的脉冲的选通信号GSx。也就是说,在k个刷新周期的每一个中,可以不规律地输出选通信号GSx,但是在整个刷新周期期间,只向所有的选通线Gx供应一次选通信号GSx。

[0090] 例如,可以将多个刷新周期中的每一个保持达等于16.6毫秒的整个刷新周期除以k的结果的时段。在第一刷新周期期间,可以通过第一选通线G1输出第一选通信号GS1,可以通过第四选通线G4输出第四选通信号GS4,并且可以通过第n-1选通线Gn-1输出第n-1选通信号GSn-1。在第二刷新周期期间,可以通过第二选通线G2输出第二选通信号GS2,可以通过第n-2选通线Gn-2输出第n-2选通信号GSn-2,并且可以通过第n选通线Gn输出第n选通信号GSn。在第k个刷新周期期间,可以通过第三选通线G3输出第三选通信号GS3,并且可以通过第n-3选通线Gn-3输出第n-3选通信号GSn-3。因此,在第一刷新周期至第k刷新周期期间,分别通过所有选通线G1至Gn输出选通信号GS1至GSn。

[0091] 亮度控制信号CS控制多条选通线中的每条选通线是否输出选通信号。具体地,亮度控制信号CS控制连接到选通线的第一开关元件的操作以在预定的刷新周期期间输出选通信号。同时,亮度控制信号CS控制第二开关元件的操作以在预定的刷新周期期间输出选通低电压。

[0092] 这样,亮度控制信号CS被供应给亮度控制单元150,以便在整个刷新周期期间将选通信号分发并输出到每条选通线。因此,响应于供应给亮度控制信号线151的亮度控制信号CS,亮度控制单元150可以在多个刷新周期中的每一个期间控制预定选通线Gx以输出选通信号GSx。

[0093] 具体地,整个刷新周期可以包括两个刷新周期。也就是说,整个刷新周期可以包括第一刷新周期和第二刷新周期。在第一刷新周期和第二刷新周期中的每一个期间,选通信号可以仅被输出到预定(特定)的选通线。

[0094] 因此,亮度控制信号可以在第一刷新周期和第二刷新周期期间中的每一个期间确定输出选通信号的选通线。例如,亮度控制信号可以在多个刷新周期中的第一刷新周期期间控制奇数编号的选通线输出选通信号。另外,亮度控制信号可以在多个刷新周期中的第二刷新周期期间控制偶数编号的选通线输出选通信号。将随后参照图5和图6描述在整个刷新周期被划分为两个刷新周期时输出的选通信号及其结果的亮度改变。此外,可以控制选

通信号的输出,以使得在多个刷新周期间包括刷新消隐(blank)区段。将随后参照图7和图8描述在整个刷新周期包括刷新消隐区段时输出的选通信号及其结果的亮度改变。

[0095] 在图4中,实线是示出由根据图3所示的示例性实施方式的低速驱动方法导致的在刷新周期和保持区段期间的亮度改变的曲线图。另外,虚线是示出由根据比较示例的低速驱动方法导致的在刷新周期和保持区段期间的亮度改变的曲线图。在比较示例中,第一选通线G1至第n条选通线Gn通过低速驱动方法在没有对刷新周期进行划分的情况下依次输出选通信号GS1至GSn。

[0096] 参照图4,通过图5所示的低速驱动模式,OLED装置的亮度在多个刷新周期中的每一个期间降低。也就是说,在整个刷新周期期间,通过划分k次来降低亮度。具体地,在第一刷新周期期间,仅设置在第一选通线G1、第四选通线G4和第n-1选通线Gn-1上的像素被初始化,而其它选通线上的像素不被初始化。因此,第一刷新周期期间的亮度降低小于所有像素被初始化的情况下的亮度降低。另外,在第二刷新周期期间,仅设置在第二选通线G2、第n-2选通线Gn-2和第n条选通线Gn上的像素被初始化,而其它选通线上的像素不被初始化。因此,第二刷新周期期间的亮度降低小于所有像素被初始化的情况下的亮度降低。以相同的方式,在第一刷新周期至第k刷新周期中的每个刷新周期期间的亮度降低可以小于所有像素被初始化的情况下的亮度降低。

[0097] 因此,整个刷新周期期间的亮度降低被划分为分别在k个刷新周期期间的亮度降低。因此,亮度的最小值增加。因此,在刷新周期期间不会发生能够被识别出的亮度降低,使得即使在低速(即,低速率)驱动模式下也可以减少或最小化闪烁现象。在这种情况下,整个刷新周期可比比较示例中的刷新周期稍长。然而,即使整个刷新周期增加,它也无法被人眼识别出来。另外,由于刷新周期被划分成多个区段,亮度增加。因此,闪烁现象能够被抑制。

[0098] 具体地,在包括多类型TFT的OLED装置中,像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT,并且像素中的驱动TFT被配置为LTFS TFT。在这种情况下,以交错方式来划分刷新周期。因此,在刷新周期期间,能够尽可能地确保开关TFT被驱动的时间间隔,使得可以确保开关TFT的可靠性并且可以减少刷新周期期间的亮度降低。

[0099] 图5是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号的波形图。图6是根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速(即,低速率)驱动模式中的亮度曲线图。除了刷新周期的数目之外,图5所示的根据本公开的另一示例性实施方式的波形图和图6所示的亮度曲线图与图3所示的波形图和图4所示的亮度曲线图基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0100] 参照图5,整个刷新周期包括奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期。也就是说,如果整个刷新周期包括k个刷新周期,则k是2。例如,低速驱动模式可以在1秒的时段期间将整个刷新周期维持16.6毫秒并且将水平保持区段维持983.4毫秒。因此,奇数编号的刷新周期可以维持8.3毫秒,并且偶数编号的刷新周期也可以维持8.3毫秒。

[0101] 奇数编号的刷新周期指代奇数编号的选通线被刷新的区段,并且偶数编号的刷新周期指代偶数编号的选通线被刷新的区段。

[0102] 参照图5,在奇数编号的刷新周期期间,移位的选通信号GS被依次供应给每条奇数编号的选通线,而在偶数编号的刷新周期期间,移位的选通信号GS被依次供应给每条偶数编号的选通线。具体地,在奇数编号的刷新周期期间,扫描信号被依次移位,然后仅供应给

奇数编号的选通线,并且将处于低状态的扫描信号供应给偶数编号的选通线。具体地,在偶数编号的刷新周期期间,扫描信号被依次移位,然后仅供应给偶数编号的选通线,并且将处于低状态的扫描信号供应给奇数编号的选通线。例如,在从0毫秒到8.3毫秒的范围的奇数编号的刷新周期期间,移位的扫描信号被依次供应给第一选通线、第三选通线和第五选通线,并且处于低状态的扫描信号被供应给偶数编号的选通线。在从8.3毫秒到16.6毫秒的范围的偶数编号的刷新周期期间,移位的扫描信号被依次供应给第二选通线、第四选通线和第六选通线,并且处于低状态的扫描信号被供应给奇数编号的选通线。

[0103] 图5示出了在整个刷新周期中奇数编号的刷新周期存在于偶数编号的刷新周期之前。然而,偶数编号的刷新周期可以存在于奇数编号的刷新周期之前。

[0104] 在图6中,实线是示出由根据图5所示的示例性实施方式的低速(低速率)驱动方法导致的在刷新周期和保持区段期间的亮度改变的曲线图。

[0105] 参照图6,按照图5所示的低速驱动模式,OLED装置的亮度在奇数编号的刷新周期期间降低,并且OLED装置的亮度在偶数编号的刷新周期期间降低。也就是说,在整个刷新周期期间,通过划分两次来降低亮度。具体地,在奇数编号的刷新周期期间,只有奇数编号的选通线上设置的像素被初始化,而偶数编号的选通线上设置的像素没有被初始化。因此,奇数编号的刷新周期期间的亮度降低相比所有像素被初始化的情况下的亮度降低小约50%。另外,在偶数编号的刷新周期期间,只有偶数编号的选通线上设置的像素被初始化,而奇数编号的选通线上设置的像素没有被初始化。因此,偶数编号的刷新周期期间的亮度降低相比所有像素被初始化的情况下的亮度降低小约50%。

[0106] 因此,整个刷新周期期间的亮度降低被划分为奇数编号的刷新周期期间的亮度降低和偶数编号的刷新周期期间的亮度降低。因此,亮度的最小值增加。因此,在刷新周期期间不会发生能够被识别出的亮度降低,使得即使在低速驱动模式下也能够减少闪烁现象。

[0107] 具体地,在包括多类型TFT的OLED装置中,像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT,并且像素中的驱动TFT被配置为LTPS TFT。在这种情况下,以交错方式来划分刷新周期。因此,在刷新周期期间,能够尽可能地确保开关TFT被驱动的时间间隔,使得能够确保开关TFT的可靠性并且能够减少刷新周期期间的亮度降低。

[0108] 图7是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的选通信号的波形图。图8是根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式中的亮度曲线图。除了刷新消隐区段之外,图7所示的根据本公开的另一示例性实施方式的波形图和图8所示的亮度曲线图与图5所示的波形图和图6所示的亮度曲线图基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0109] 参照图7,根据本公开另一示例性实施方式的OLED装置的低速驱动模式控制选通信号GS,以使得在奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期之间包括刷新消隐区段。也就是说,整个刷新周期包括奇数编号的刷新周期、偶数编号的刷新周期和刷新消隐区段。例如,在1秒的时段期间,低速驱动模式可以在将整个刷新周期维持为16.6毫秒的同时将奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期中的每一个控制为8毫秒,并且还在控制奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期之间的刷新消隐区段为0.6毫秒的同时将水平保持区段维持为983.4毫秒。

[0110] 在图8中,实线是示出由根据图7所示的示例性实施方式的低速驱动方法导致的在

刷新周期和保持区段期间的亮度改变的曲线图。

[0111] 参照图8,按照图7所示的低速驱动模式,OLED装置的亮度在奇数编号的刷新周期期间降低,并且在刷新消隐区段期间恢复,然后OLED装置的亮度在偶数编号的刷新周期期间降低。也就是说,在整个刷新周期期间,通过划分两次来降低亮度并且在两次亮度降低之间存在对亮度进行恢复和维持的区段。

[0112] 因此,奇数编号的刷新周期期间的亮度降低和偶数编号的刷新周期期间的亮度降低可以由刷新消隐区段分隔开。也就是说,奇数编号的刷新周期期间的亮度降低和偶数编号的刷新周期期间的亮度降低由于刷新消隐区段而不彼此交叠。因此,刷新消隐区段抑制了奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期之间的亮度降低的交叠。因此,刷新消隐区段可以抑制整个刷新期间的亮度降低的恶化,并且还可以减少整个刷新期间的亮度降低。

[0113] 具体地,在包括多类型TFT的OLED装置中,像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT,并且像素中的驱动TFT被配置为LTPS TFT。在这种情况下,以交错方式来划分刷新周期。因此,在刷新周期期间,能够尽可能地确保开关TFT被驱动的时间间隔,使得能够确保开关TFT的可靠性并且能够减少刷新周期期间的亮度降低。

[0114] 也就是说,在奇数编号的刷新周期和偶数编号的刷新周期中的每一个期间的亮度降低比在整个刷新周期未被划分的情况下整个刷新周期期间的亮度降低小约50%。具体地,由于亮度在刷新消隐区段期间不降低,所以奇数编号的刷新周期期间的亮度降低和偶数编号的刷新周期期间的亮度降低被分离。因此,可以进一步抑制整个刷新周期期间的亮度降低。

[0115] 这样,OLED装置100包括像素驱动电路中的驱动TFT和开关TFT,并且可以使用彼此不同的材料来制备分别构成驱动TFT和开关TFT的有源层。这样,将彼此具有不同性质的TFT用作单个像素驱动电路中的驱动TFT和开关TFT。因此,OLED装置100可以包括多种类型的TFT。

[0116] 具体地,在包括多类型TFT的OLED装置100中,使用低温多晶硅(此后被称为“LTPS”)的LTPS TFT用作包括由多晶半导体材料形成的有源层的TFT。多晶硅材料具有高的迁移率( $100\text{cm}^2/\text{Vs}$ 以上)、低的能耗、优良的可靠性。因此,可以将多晶硅材料应用于选通驱动器130和/或多路复用器(MUX)中,以用于驱动显示装置的TFT。这里,多晶硅材料可以应用于OLED装置100的像素P内的驱动TFT。

[0117] 另外,在包括多类型TFT的OLED装置100中,使用包括由氧化物半导体材料形成的有源层的氧化物半导体TFT。氧化物半导体材料具有低的关断电流。因此,氧化物半导体材料可以适用于短时间保持导通并且长时间保持截止的开关TFT。

[0118] 具体地,根据本公开的示例性实施方式的包括多类型TFT的OLED装置100包括其中开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且驱动TFT被配置为LTPS TFT的像素驱动电路。然而,在本公开的OLED装置100中,开关TFT不限于氧化物半导体TFT,并且驱动TFT不限于LTPS TFT。OLED装置100可以具有多类型TFT的各种配置。另外,在本公开的OLED装置100中,像素驱动电路可以仅包括一种TFT而不是多类型TFT。

[0119] 另外,在根据本公开的示例性实施方式的OLED装置100中,包括耦合电容器的像素驱动电路可以具有各种配置,以便改善由(由于工艺偏差等导致的)驱动TFT的阈值电压( $V_{th}$ )和迁移率的差异以及高电位电压(VDD)的电压降而导致的流入有机发光二极管的电

流的延迟。

[0120] 在包括耦合电容器的像素驱动电路中,由于自举,驱动TFT的栅极节点处的电压 $V_g$ 迅速增加。没有延迟的电流 $I_{oled}$ 流入有机发光二极管,以对应于驱动TFT的栅极和源极之间的电压 $V_{gs}$ 。因此,本公开的OLED装置100能够使由有机发光二极管中的亮度降低而导致的闪烁现象最小化。

[0121] II. [内部补偿]驱动TFT的 $V_{gs}$ 增加-4T2C结构

[0122] 现有技术-比较示例

[0123] 图9是示出根据现有技术的OLED装置中的像素驱动电路800的电路图。

[0124] 参照图9,像素驱动电路800包括驱动TFT DT、三个开关TFT和两个电容器。

[0125] 驱动TFT DT包括作为连接到第一开关TFT T1的第一节点N1的栅极节点、作为连接到第二开关TFT T2的第二节点N2的源极节点和作为连接到第三开关TFT T3的第三节点N3的漏极节点。

[0126] 具体地,驱动TFT DT的栅极节点电连接到供应数据电压 $V_{data}$ 或参考电压 $V_{ref}$ 的数据线。因此,驱动TFT DT的栅极节点连接到第一开关TFT T1的源极节点,以便接收数据电压 $V_{data}$ 或参考电压 $V_{ref}$ 。驱动TFT DT的漏极节点与高电位电压(VDD)线电连接。因此,驱动TFT DT的漏极节点连接到第三开关TFT T3的源极节点,以便接收高电位电压VDD。驱动TFT DT的源极节点电连接到有机发光二极管。具体地,驱动TFT DT的源极节点连接到有机发光二极管的阳极和第二开关TFT T2的源极节点。

[0127] 因此,如果响应于发光控制信号EM,第三开关TFT T3导通并且驱动TFT DT也导通,则驱动TFT DT基于施加到栅极节点和源极节点的电压而控制流入有机发光二极管的电流的强度。因此,驱动TFT DT可以控制有机发光二极管的亮度。

[0128] 第一开关TFT T1包括连接到第一扫描信号(SCAN1)线的栅极节点、连接到数据线的漏极节点和作为连接到驱动TFT DT的第一节点N1的源极节点。具体地,第一开关TFT T1的栅极节点连接到SCAN1线,因此,第一开关TFT T1响应于第一扫描信号SCAN1而导通或截止。第一开关TFT T1的漏极节点连接到数据线,以便将数据电压 $V_{data}$ 或参考电压 $V_{ref}$ 传送到驱动TFT DT的栅极节点。第一开关TFT T1的源极节点直接连接到驱动TFT DT的栅极节点。

[0129] 因此,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第一开关TFT T1导通,以便将数据电压 $V_{data}$ 或参考电压 $V_{ref}$ 供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0130] 第二开关TFT T2包括连接到第二扫描信号(SCAN2)线的栅极节点、连接到初始化电压( $V_{init}$ )线的漏极节点、以及连接到驱动TFT DT的源极节点的源极节点。具体地,在第二开关TFT T2的栅极节点中,当第二扫描信号SCAN2处于高状态时,第二开关TFT T2导通。第二开关TFT T2将初始化电压 $V_{init}$ 供应给第二节点N2。第二开关TFT T2的源极节点直接连接到驱动TFT DT的源极节点以及连接到有机发光二极管的阳极的第二节点N2。

[0131] 因此,如果第二扫描信号SCAN2处于高状态,则第二开关TFT T2导通,以便将初始化电压 $V_{init}$ 供应给第二节点N2。因此,在有机发光二极管上写入的数据电压 $V_{data}$ 被初始化。

[0132] 第三开关TFT T3包括连接到发光控制信号(EM)线的栅极节点、连接到高电位电压VDD线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的漏极节点的源极节点。具体地,第三开关TFT T3的

栅极节点连接到EM线,使得第三开关TFT T3在发光控制信号EM处于高状态时导通。第三开关TFT T3的漏极节点直接连接到VDD线。

[0133] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则第三开关TFT T3导通,以便将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0134] 两个电容器可以是配置为存储施加到驱动TFT DT的栅极节点或源极节点的电压的存储电容器。另外,这两个电容器串联连接在驱动TFT DT的源极节点处。

[0135] 第一电容器C1电连接到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2。因此,第一电容器C1存储要施加到第一节点N1的电压和要应用到第二节点N2的电压之间的电压差。第二电容器C2电连接到作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2和VDD线。另外,第二电容器C2在第二节点N2处串联连接到第一电容器C1。因此,第二电容器C2存储根据与第一电容器C1的电压分配的电压。

[0136] 例如,第一电容器C1存储驱动TFT DT的阈值电压作为第一节点N1与第二节点N2之间的电压差并且对其进行采样。另外,如果施加数据电压Vdata,则第一电容器C1存储并编程由与第二电容器C2的电压分配确定的电压。也就是说,第一电容器C1和第二电容器C2根据源极跟随器方法对驱动TFT DT的阈值电压进行采样。如果第一节点N1和第二节点N2的电位改变,则第一电容器C1和第二电容器C2通过电压分配来分别存储第一节点N1和第二节点N2的电位。随后将参照图10来描述第一电容器C1的采样和编程。

[0137] 图10是示出输入到图9中所示的像素驱动电路800中的信号和结果的输出信号的波形图。为了便于解释,此后将提及图9。

[0138] 参照图10,刷新周期包括初始化周期 $t_1$ 、采样周期 $t_2$ 、编程周期 $t_3$ 和发光周期 $t_4$ 。刷新周期可以被设置为约1个水平周期(1H)。在一些示例性实施方式中,发光周期 $t_4$ 可以不包括在该1个水平周期(1H)中。在刷新周期期间,将数据写入到像素阵列中的与水平线对齐的像素上。具体地,在刷新周期期间,像素驱动电路800中的驱动TFT DT的阈值电压被采样,并且数据电压Vdata被阈值电压补偿。因此,数据电压Vdata独立于阈值电压被补偿并被写入到像素上,以便确定有机发光二极管中的电流的量。图10示出了初始化周期 $t_1$ 、采样周期 $t_2$ 、编程周期 $t_3$ 和发光周期 $t_4$ 中的每一个被维持达相同的持续时间。然而,根据示例性实施方式,可以以各种方式改变初始化周期 $t_1$ 、采样周期 $t_2$ 、编程周期 $t_3$ 和发光周期 $t_4$ 中的每一个的持续时间。

[0139] 首先,当初始化周期 $t_1$ 开始时,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2上升到高状态。同时,发光控制信号EM下降到低状态。因此,在初始化周期 $t_1$ 期间,第一开关TFT T1和第二开关TFT T2导通,并且第三开关TFT T3截止。因此,参考电压Vref由第一开关TFT T1通过数据线被供应给第一节点N1。另外,初始化电压Vinit由第二开关TFT T2通过Vinit线被供应给第二节点N2。也就是说,由于初始化电压Vinit被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2,因此在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0140] 在采样周期 $t_2$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当采样周期 $t_2$ 开始时,发光控制信号EM上升,然后在采样周期 $t_2$ 期间保持在高状态。因此,在采样周期 $t_2$ 期间,第一开关TFT T1和第三开关TFT T3导通,并且第二开关TFT T2截止。因此,参考电压Vref通过导通的第一开关TFT T1被供应给第一节点N1,并且高电位

电压VDD通过导通的第三开关TFT T3被供应给驱动TFT DT的漏极节点。也就是说,在采样周期t2期间,第一节点N1的电压维持在参考电压Vref,并且第二节点N2的电压由于驱动TFT DT的漏极和漏极之间的电流(此后被称为“Ids”)而增加。在这种情况下,根据源极跟随器方法,驱动TFT DT的栅极和源极之间的电压(此后被称为“Vgs”)被采样为驱动TFT DT的阈值电压。经采样的驱动TFT DT的阈值电压被存储在第一电容器C1中。因此,在采样周期t2期间,第一节点N1的电压等于参考电压Vref,第二节点N2的电压等于Vref-Vth。

[0141] 在编程周期t3期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,并且第二扫描信号SCAN2维持在低状态。在编程周期t3开始时,发光控制信号EM下降,然后在编程周期t3期间保持低状态。因此,在编程周期t3期间,仅第一开关TFT T1导通,第二开关TFT T2和第三开关TFT T3截止。因此,数据电压Vdata通过导通的第一开关TFT T1被供应给第一节点N1,并且驱动TFT DT的漏极节点和源极节点是浮置的。

[0142] 在编程周期t3期间,将数据电压Vdata供应给第一节点N1。因此,第一节点N1的电压变化在第一电容器C1和第二电容器C2之间被分配。第二节点N2的电压被设定为作为电压分配的结果的电压值。具体地,由于彼此串联连接的第一电容器C1和第二电容器C2之间的电压分配,第一节点N1的电压变化为Vdata-Vref,而第二节点N2在编程周期t3期间的电压变化是 $C1/(C1+C2) \times (Vdata-Vref)$ 。也就是说,第二节点N2的电压变得等于在采样周期t2中确定的Vref-Vth与作为第二节点N2在编程周期t3期间的电压变化的 $C1/(C1+C2) \times (Vdata-Vref)$ 之和。换句话说,第二节点N2在编程周期t3中的电压等于 $(Vref-Vth) + C1/(C1+C2) \times (Vdata-Vref)$ ,并且驱动TFT DT的Vgs被编程为 $(1-C1/(C1+C2)) \times (Vdata-Vref) + Vth$ 。

[0143] 在发光周期t4期间,第一扫描信号SCAN1维持在低状态,并且第二扫描信号SCAN2也维持在低状态。当发光周期t4开始时,发光控制信号EM上升,然后在发光周期t4期间维持在高状态。因此,在发光周期t4期间,第一开关TFT T1和第二开关TFT T2截止,并且第三开关TFT T3导通。因此,通过导通的第三开关TFT T3将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点,并且满足 $Vds > Vgs > Vth$ 的条件。因此,电流通过驱动TFT DT流到有机发光二极管。具体地,在发光周期t4期间,通过驱动TFT DT的Vgs来调节流入有机发光二极管的电流(此后被称为“Ioled”),有机发光二极管由于Ioled而发光。这样,在发光周期t4期间流入有机发光二极管的Ioled可以由以下的式1表示。

[0144] [式1]

$$[0145] \quad I_{oled} = \frac{k}{2} [(1 - C') \times (Vdata - Vref)]^2$$

[0146] 这里,k是反映像素驱动电路800的各种因素的比例常数,并且C'等于 $C1/(C1+C2)$ 。根据式1,由于从式1中消除了Vth,所以流入有机发光二极管的电流Ioled不受驱动TFT DT的阈值电压的影响。

[0147] 在低速驱动模式中,需要维持发光周期t4直至下一帧。然而,在有机发光二极管由于像素驱动电路800中的寄生电容或者像素中的电压改变而开始发光之后,Ioled逐渐减小,因此有机发光显示装置的亮度降低。另外,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。否则,在发光周期t4中施加发光控制信号EM之后,由于像素驱动电路800中的寄生电容或像素的电压改变,Ioled的增加速率降低。因此,在有机发光二极管以足够的亮度发光方面存在延迟。因此,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。

[0148] 下面将提出本发明的用于减少这种闪烁现象的各种示例。

[0149] 示例1-增加TFT的结构

[0150] 图11是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路1000的电路图。图12是示出到输入到图11中所示的像素驱动电路1000中的信号和结果的输出信号的波形图。图12所示的输入到像素驱动电路1000的信号与输入到图9所示的像素驱动电路800的信号基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。除了进一步提供第四开关TFT T4之外,图11所示的像素驱动电路1000与图8所示的像素驱动电路800基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0151] 参照图11,像素驱动电路1000包括驱动TFT DT、四个开关TFT和两个电容器。

[0152] 第四开关TFT T4包括连接到SCAN2线的栅极节点、连接到作为第三开关TFT T3的源极节点的第三节点N3的漏极节点和连接到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的源极节点。具体地,第四开关TFT T4的栅极节点连接到SCAN2线,因此,第四开关TFT T4响应于第二扫描信号SCAN2而导通或截止。因此,当第四开关TFT T4响应于第二扫描信号SCAN2而导通时,第一节点N1和第三节点N3彼此连接。因此,第一节点N1的电压和第三节点N3的电压变得彼此相同。也就是说,如果在第二扫描信号SCAN2处于高状态的同时第一扫描信号SCAN1处于高状态,则参考电压Vref被供应给第一节点N1。因此,第三节点N3的电压变得等于作为第一节点N1的电压的参考电压Vref。

[0153] 此外,在第四开关TFT T4的漏极节点和源极节点之间存在寄生电容器。因此,如果第三开关TFT T3响应于发光控制信号EM而导通,则高电位电压VDD被供应给第三节点N3,并且第三节点N3的电压通过第四开关TFT T4的寄生电容器被耦合到第三节点N3。因此,可以增加作为第一节点N1的驱动TFT DT的栅极节点的电压。此外,可以通过第四开关TFT T4的寄生电容器减小驱动TFT DT中的关断电流。

[0154] 因此,当有机发光二极管开始发光时,可以通过第四开关TFT T4的寄生电容器来增加驱动TFT DT的栅极节点的电压并且可以抑制关断电流。因此,通过第四开关TFT T4增加的驱动TFT DT的栅极节点的电压可以增加驱动TFT DT的Vgs并且抑制水平保持区段中的Ioled的下降。

[0155] 参照图12,当初始化周期t1开始时,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2上升到高状态。同时,发光控制信号EM下降到低状态。因此,在初始化周期t1期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第四开关TFT T4导通,并且第三开关TFT T3截止。当第四开关TFT T4导通时,第一节点N1和第三节点N3彼此连接。因此,第一节点N1的电压和第三节点N3的电压变得彼此相同。

[0156] 因此,在初始化周期t1期间,作为第一节点N1的电压的Vg等于参考电压Vref。另外,初始化电压Vinit由第二开关TFT T2通过Vinit线被供应给第二节点N2。也就是说,由于初始化电压Vinit被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2,所以在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0157] 在采样周期t2期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当采样周期t2开始时,发光控制信号EM上升,然后在采样周期t2期间保持在高状态。因此,在采样周期t2期间,第一开关TFT T1和第三开关TFT T3导通,并且第二开关TFT T2和第四开关TFT T4截止。

[0158] 因此,参考电压 $V_{ref}$ 通过导通的第一开关TFT T1被供应给第一节点N1,并且高电位电压 $V_{DD}$ 通过导通的第三开关TFT T3被供应给驱动TFT DT的漏极节点。第四开关TFT T4的寄生电容器将第三节点N3耦合到第一节点N1。也就是说,在采样周期 $t_2$ 期间,高电位电压 $V_{DD}$ 被供应给第三节点N3,并且由于寄生电容器的耦合,第一节点N1的电压变得高于参考电压 $V_{ref}$ 。第二节点N2的电压通过驱动TFT DT的 $I_{ds}$ 而增加。根据源极跟随器方法,驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 被采样为驱动TFT DT的阈值电压,并且经采样的驱动TFT DT的阈值电压被存储在第一电容器C1中。

[0159] 在编程周期 $t_3$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,并且第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当编程周期 $t_3$ 开始时,发光控制信号EM下降,然后在编程周期 $t_3$ 期间保持低状态。因此,在编程周期 $t_3$ 期间,仅第一开关TFT T1导通,第二开关TFT T2、第三开关TFT T3和第四开关TFT T4截止。因此,数据电压 $V_{data}$ 通过导通的第一开关TFT T1被供应给第一节点N1,并且驱动TFT DT的漏极节点和源极节点是浮置的。

[0160] 因此,在编程周期 $t_3$ 期间,基于在采样周期 $t_2$ 中采样的驱动TFT DT的阈值电压和通过第四开关TFT T4增加的电压来对驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 进行编程。

[0161] 在发光周期 $t_4$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在低状态,并且第二扫描信号SCAN2也维持在低状态。当发光周期 $t_4$ 开始时,发光控制信号EM上升,然后维持在高状态。因此,在发光周期 $t_4$ 期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第四开关TFT T4截止,并且第三开关TFT T3导通。

[0162] 因此,可以通过导通的第三开关TFT T3将高电位电压 $V_{DD}$ 供应给驱动TFT DT的漏极节点。另外,驱动TFT DT的栅极节点的电压可以由于第四开关TFT T4的寄生电容器的耦合而被增加。在有机发光二极管连续发光的水平保持区段期间,由于第四开关TFT T4的寄生电容器, $I_{oled}$ 很少降低。

[0163] 具体地,第四开关TFT T4的寄生电容器可以在开始发光时通过耦合来增加驱动TFT DT的栅极节点的电压。然后,在水平保持区段中,第四开关TFT T4的寄生电容器可以通过耦合来抑制驱动TFT DT的栅极节点的电压的降低。因此, $I_{oled}$ 很少降低。

[0164] 图13是被提供以显示出比较示例和示例的效果的 $I_{oled}$ 曲线图。这里,比较示例是根据图8所示的现有技术的OLED装置的 $I_{oled}$ ,并且示例是根据图11所示的本公开的另一示例性实施方式的OLED装置的 $I_{oled}$ 。

[0165] 参照图13,在比较示例中,在开始发光之后, $I_{oled}$ 在水平保持区段期间降低了约48%。在示例中,在开始发光之后, $I_{oled}$ 在水平保持区段期间仅降低约1%。

[0166] 也就是说,根据本公开的示例,第四开关TFT T4的寄生电容器在初始化周期 $t_1$ 期间通过耦合来增加第一节点N1的电压,并且在发光周期 $t_4$ 和水平保持区段期间通过耦合来抑制驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 的降低。因此, $I_{oled}$ 可以在水平保持区段期间保持几乎不变。

[0167] 具体地,如果像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT,并且像素中的驱动TFT DT被配置为LTPS TFT,则驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 增加。因此,可以降低 $I_{oled}$ 的延迟,并且可以提高驱动TFT DT的响应速度。

[0168] 另外,根据本公开的示例,可以降低 $I_{oled}$ 中延迟,并且可以减少由于由驱动TFT DT的关断电流导致的在水平保持区段期间的亮度降低而可能发生的闪烁现象。

[0169] 示例2-增加电容器的结构

[0170] 此后,将详细地描述本公开的像素。图14是图1所示的像素的驱动电路图。

[0171] 参照图14,像素1包括有机发光二极管OLED和像素驱动电路200,像素驱动电路200包括四个晶体管和三个电容器并且被配置为驱动有机发光二极管OLED。

[0172] 具体地,像素驱动电路200包括驱动晶体管DT、第一开关晶体管T1至第三开关晶体管T3、以及第一电容器C1至第三电容器C3。

[0173] 在这种情况下,第一电容器C1和第二电容器C2可以是存储电容器,并且第三电容器C3可以是耦合电容器。

[0174] 驱动TFT DT包括作为连接到第一开关TFT T1的第一节点N1的栅极节点、作为连接到第二开关TFT T2的第二节点N2的源极节点和连接到第三开关TFT T3的漏极节点。

[0175] 具体地,驱动TFT DT的栅极节点电连接到供应数据电压Vdata或参考电压Vref的数据线。因此,驱动TFT DT的栅极节点连接到第一开关TFT T1的源极节点,以便接收数据电压Vdata或参考电压Vref。驱动TFT DT的漏极节点与高电位电压VDD线电连接。因此,驱动TFT DT的漏极节点连接到第三开关TFT T3的源极节点,以接收高电位电压VDD。驱动TFT DT的源极节点电连接到有机发光二极管。具体地,驱动TFT DT的源极节点连接到有机发光二极管的阳极和第二开关TFT T2的源极节点。

[0176] 因此,如果响应于发光控制信号EM,第三开关TFT T3导通并且驱动TFT DT也导通,则驱动TFT DT基于施加到栅极节点和源极节点的电压而控制流入有机发光二极管的电流Ioled的强度。因此,驱动TFT DT可以控制有机发光二极管的亮度。

[0177] 第一开关TFT T1包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到数据线的漏极节点和作为连接到驱动TFT DT的第一节点N1的源极节点。具体地,第一开关TFT T1的栅极节点连接到SCAN1线,因此,第一开关TFT T1响应于第一扫描信号SCAN1而导通或截止。第一开关TFT T1的漏极节点连接到数据线DL,以便将数据电压Vdata或参考电压Vref传送到驱动TFT DT的栅极节点。第一开关TFT T1的源极节点直接连接到驱动TFT DT的栅极节点。

[0178] 因此,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第一开关TFT T1导通,以便将数据电压Vdata或参考电压Vref供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0179] 第二开关TFT T2包括连接到SCAN2线的栅极节点、连接到Vinit线的漏极节点以及连接到驱动TFT DT的源极节点的源极节点。具体地,当第二扫描信号SCAN2处于高状态时,第二开关TFT T2导通。第二开关TFT T2将初始化电压Vinit供应给第二节点N2。第二开关TFT T2的源极节点直接连接到驱动TFT DT的源极节点以及连接到有机发光二极管的阳极的第二节点N2。

[0180] 因此,如果第二扫描信号SCAN2处于高状态,则第二开关TFT T2导通,以便将初始化电压Vinit供应给第二节点N2。因此,在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0181] 第三开关TFT T3包括作为连接到EM线的第三节点N3的栅极节点、连接到VDD线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的漏极节点的源极节点。具体地,第三开关TFT T3的栅极节点连接到EM线,使得第三开关TFT T3在发光控制信号EM处于高状态时导通。第三开关TFT T3的漏极节点直接连接到VDD线。

[0182] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则第三开关TFT T3导通,以便将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光

二极管中的电流的量。

[0183] 第一电容器C1和第二电容器C2可以是配置为存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点或源极节点的电压的存储电容器。另外,这两个存储电容器在驱动TFT DT的源极节点处串联连接。

[0184] 第一电容器C1电连接到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2。因此,第一电容器C1存储要施加到第一节点N1的电压和要施加到第二节点N2的电压之间的电压差。第二电容器C2电连接到作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2和VDD线。另外,第二电容器C2在第二节点N2处串联连接到第一电容器C1。因此,第二电容器C2存储根据与第一电容器C1的电压分配的电压。

[0185] 例如,第一电容器C1存储驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 作为第一节点N1与第二节点N2之间的电压差并且对其进行采样。另外,如果施加数据电压 $V_{data}$ ,则第一电容器C1存储并编程由与第二电容器C2的电压分配确定的电压。也就是说,第一电容器C1和第二电容器C2根据源极跟随器方法对驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 进行采样。如果第一节点N1和第二节点N2的电位改变,则第一电容器C1和第二电容器C2通过电压分配来分别存储第一节点N1和第二节点N2的电位。

[0186] 参照图14,根据本公开的示例性实施方式的像素驱动电路200的第三电容器C3设置在作为第三开关TFT T3的栅极节点的第三节点N3和作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1之间。也就是说,第三电容器C3设置在与其电连接的EM线和第一节点N1之间。

[0187] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则第一节点N1通过第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合被充有快速增加和自举的电压。也就是说,如果发光控制信号EM处于高状态,则发光控制信号EM被供应给第三节点N3,并且第一节点N1的电压由于第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合而快速增加。另外,由于第一节点N1的电压(即,驱动TFT DT的栅极节点的电压)增加,驱动TFT DT的源极节点的电压也增加。

[0188] 因此,如果第三开关TFT T3响应于发光控制信号EM而导通,则将高电位电压VDD施加到驱动TFT DT的漏极节点。另外,由于第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合,驱动TFT DT的栅极电压快速增加。然后,作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2的电压也迅速增加。

[0189] 结果,在其中通过驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 调节流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ 并且有机发光二极管由于 $I_{oled}$ 而发光的像素驱动电路200中, $I_{oled}$ 的强度也可以由于第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合而更快地增加。

[0190] 因此,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加可以减少增加流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ 的时间上的延迟。

[0191] 此外,将描述当两个电容器彼此串联连接时发生的电容耦合。

[0192] 电容器倾向于维持两端之间的电压差,并且通过电容耦合相互参与它们的值。这与电荷守恒定律密切相关。电荷守恒定律由以下的式2表示。

[0193] [式2]

[0194]  $Q = CV, Q_1 = Q_2$

[0195]  $C_1 (\Delta V_1 - \Delta V_2) = C_2 (\Delta V_2 - \Delta V_3), \Delta V_3 = 0$

[0196]  $C_1 (\Delta V_1 - \Delta V_2) = C_2 \Delta V_2$

[0197]  $\therefore \Delta V2 = C1/C1+C2 * \Delta V1$

[0198] 这里, Q1和Q2是电荷, 并且C1和C2是电容器。根据式2, 式2所示的电容器的一端的电压变化与通过电容耦合改变的电压值有关。

[0199] 参照图14, 在本公开的像素驱动电路200中, 驱动TFT DT的栅极节点的电压受到第一电容器C1和第三电容器C3的影响, 并因此由于电容耦合而增加。这种现象被称为自举。

[0200] 图15是示出输入到图14中所示的像素驱动电路200中的信号和结果的输出信号的波形图。为了便于解释, 此后将提及图14和图15。

[0201] 参照图15, 刷新周期包括初始化周期t1、采样周期t2、编程周期t3和发光周期t4。刷新周期可以被设置为1个水平周期(1H)左右。刷新周期可以被设置为约1个水平周期(1H)。在一些示例性实施方式中, 发光周期t4可以不包括在该1个水平周期(1H)中。在刷新周期期间, 将数据写入到像素阵列中的与水平线对齐的像素上。具体地, 在刷新周期期间, 像素驱动电路200中的驱动TFT DT的阈值电压V<sub>th</sub>被采样, 并且数据电压V<sub>data</sub>被阈值电压V<sub>th</sub>补偿。因此, 数据电压V<sub>data</sub>独立于阈值电压V<sub>th</sub>被补偿并被写入到像素上, 以便确定有机发光二极管中的电流的量。

[0202] 图15示出了初始化周期t1、采样周期t2、编程周期t3和发光周期t4中的每一个被维持达相同的持续时间。然而, 根据示例性实施方式, 可以以各种方式改变初始化周期t1、采样周期t2、编程周期t3和发光周期t4中的每一个的持续时间。

[0203] 首先, 当初始化周期t1开始时, 第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2上升到高状态。同时, 发光控制信号EM下降到低状态。因此, 在初始化周期t1期间, 第一开关TFT T1和第二开关TFT T2导通, 并且第三开关TFT T3截止。

[0204] 因此, 参考电压V<sub>ref</sub>由第一开关TFT T1通过数据线被供应给第一节点N1。在初始化周期t1期间, 第一节点N1被充有参考电压V<sub>ref</sub>。另外, 初始化电压V<sub>init</sub>由第二开关TFT T2通过V<sub>init</sub>线被供应给第二节点N2。也就是说, 由于初始化电压V<sub>init</sub>被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第二节点N2, 所以在有机发光二极管上写入的数据电压V<sub>data</sub>被初始化为初始化电压V<sub>int</sub>。

[0205] 在采样周期t2期间, 第一扫描信号SCAN1维持在高状态, 第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当采样周期t2开始时, 发光控制信号EM上升, 然后在采样周期t2期间保持在高状态。因此, 在采样周期t2期间, 第一开关TFT T1和第三开关TFT T3导通, 并且第二开关TFT T2截止。

[0206] 在采样周期t2期间, 参考电压V<sub>ref</sub>通过导通的第一开关TFT T1被持续供应给第一节点N1, 并且高电位电压V<sub>DD</sub>通过导通的第三开关TFT T3被供应给驱动TFT DT的漏极节点。

[0207] 然后, 在采样周期t2期间供应处于高状态的发光控制信号EM。因此, 第三开关TFT T3导通, 并且由于第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合, 第一节点N1的电压快速增加。另外, 由于第一扫描信号SCAN1维持在高状态, 因此第一开关TFT T1导通, 并且参考电压V<sub>ref</sub>被持续供应给第一节点N1。也就是说, 在采样周期t2期间, 第一节点N1的电压被快速增加了与耦合到参考电压V<sub>ref</sub>的电压一样多。

[0208] 也就是说, 在采样周期t2期间, 第一节点N1的电压不维持在参考电压V<sub>ref</sub>并且由于通过第三电容器C3的耦合而变得比参考电压V<sub>ref</sub>高。因此, 在采样周期t2期间, 第一节点N1可以被施加有比参考电压V<sub>ref</sub>高的电压(以下被称为“V'<sub>ref</sub>”), 并且第二节点N2可以被

施加有等于 $V'_{ref}$ 减去阈值电压 $V_{th}$ 的电压。第二节点N2的电压通过驱动TFT DT的漏极和源极之间的电流(此后被称为“ $I_{ds}$ ”)而快速增加。

[0209] 在这种情况下,根据源极跟随器方法,驱动TFT DT的栅极和源极之间的电压(此后被称为“ $V_{gs}$ ”)被采样为驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 。经采样的驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 被存储在第一电容器C1中。

[0210] 在编程周期 $t_3$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,并且第二扫描信号SCAN2维持在低状态。在编程周期 $t_3$ 开始时,发光控制信号EM下降,然后在编程周期 $t_3$ 期间保持低状态。因此,在编程周期 $t_3$ 期间,仅第一开关TFT T1导通,第二开关TFT T2和第三开关TFT T3截止。因此,数据电压 $V_{data}$ 通过导通的第一开关TFT T1而被供应给第一节点N1,并且驱动TFT DT的漏极节点和源极节点是浮置的。

[0211] 因此,在编程周期 $t_3$ 期间,基于在采样周期 $t_2$ 中采样的驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 以及由于第三电容器C3的耦合而增加的电压 $V'_{ref}$ 来对驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 进行编程。

[0212] 另外,在编程周期 $t_3$ 期间,将数据电压 $V_{data}$ 供应给第一节点N1。因此,第一节点N1的电压被改变。然后,由于与第一电容器C1和第二电容器C2的电连接,在采样周期 $t_2$ 期间快速增加的第二节点的电压可被改变为反映供应给第一节点N1的数据电压 $V_{data}$ 的电压。

[0213] 因此,在编程周期 $t_3$ 期间,将数据电压 $V_{data}$ 供应给第一节点N1。因此,第一节点N1的电压变化在第一电容器C1和第二电容器C2之间被分配。第二节点N2的电压被设定为作为电压分配的结果的电压值。具体地,第一节点N1的电压变化为 $V_{data}-V'_{ref}$ ,而由于彼此串联连接的第一电容器C1和第二电容器C2之间的电压分配,第二节点N2在编程周期 $t_3$ 期间的电压变化是 $C_1/(C_1+C_2) \times (V_{data}-V'_{ref})$ 。也就是说,第二节点N2的电压变得等于在采样周期 $t_2$ 中确定的 $V'_{ref}-V_{th}$ 与作为第二节点N2在编程周期 $t_3$ 期间的电压变化的 $C_1/(C_1+C_2) \times (V_{data}-V'_{ref})$ 之和。换句话说,第二节点N2在编程周期 $t_3$ 中的电压等于 $(V'_{ref}-V_{th}) + C_1/(C_1+C_2) \times (V_{data}-V'_{ref})$ ,并且驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 被编程为 $(1-C_1/(C_1+C_2)) \times (V_{data}-V'_{ref}) + V_{th}$ 。

[0214] 例如,如果通过第三电容器C3的耦合将 $V'_{ref}$ 增加到类似于数据电压 $V_{data}$ ,则驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 被恒定地维持在经采样的电压处。

[0215] 在发光周期 $t_4$ 期间,通过驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 调节流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ ,并且有机发光二极管由于 $I_{oled}$ 而发光。这样,在发光周期 $t_4$ 期间流入有机发光二极管的 $I_{oled}$ 可以由以下的式3表示。

[0216] [式3]

$$[0217] \quad I_{oled} = \frac{k}{2} [(1 - C') \times (V_{data} - V_{ref})]^2$$

[0218] 这里, $k$ 是反映像素驱动电路200的各种因素的比例常数,并且 $C'$ 等于 $C_1/(C_1+C_2)$ 。根据式3,由于从式3中消除了阈值电压 $V_{th}$ ,所以流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ 不受驱动TFT DT的阈值电压 $V_{th}$ 的影响。

[0219] 根据现有技术,在发光周期 $t_4$ 中施加发光控制信号EM之后,由于像素驱动电路200中的寄生电容或像素的电压改变, $I_{oled}$ 的增加速率降低。因此,在有机发光二极管以足够的亮度发光方面存在延迟。因此,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。

[0220] 参照图15,在发光周期 $t_4$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在低状态,并且第二扫描

信号SCAN2也维持在低状态。当发光周期 $t_4$ 开始时,发光控制信号EM上升,然后维持在高状态。因此,在发光周期 $t_4$ 期间,第一开关TFT T1和第二开关TFT T2截止,并且第三开关TFT T3导通。

[0221] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则第三开关TFT T3导通,以便将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0222] 在发光周期 $t_4$ 期间,高电位电压VDD通过导通的第三开关TFT T3被供应给驱动TFT DT的漏极节点。由于第三电容器C3的耦合而快速增加的第一节点N1的电压(即,驱动TFT DT的栅极节点)和第二节点N2(即,驱动TFT DT的源极节点)的电压用于使流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ 的延迟最小化。

[0223] 图16是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0224] 除了第三电容器的位置之外,图16所示的像素驱动电路与图14所示的像素驱动电路基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。也就是说,除了连接到作为耦合电容器的第三电容器C3的节点之外,本公开的像素驱动电路300与图1所示的像素驱动电路200基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0225] 参照图16,像素驱动电路300包括驱动TFT DT、三个开关TFT、第一电容器C1、第二电容器C2和第三电容器C3。在这种情况下,第一电容器C1和第二电容器C2可以是存储电容器,并且第三电容器C3可以是耦合电容器。

[0226] 第三电容器C3设置在作为第三开关TFT T3的栅极节点的第三节点N3与作为驱动TFT DT的漏极节点的第四节点N4之间。也就是说,第三电容器C3设置在与其电连接的EM线和第四节点N4之间。

[0227] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则通过第三电容器C3在第三节点N3和第四节点N4之间以恒定电压充电。也就是说,发光控制信号EM被供应给第三节点N3,并且由于第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合,第四节点N4的电压快速增加。

[0228] 另外,寄生电容器Cpara可存在于作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的漏极节点的第四节点N4之间。继第一电容器C1和第三电容器C3之间的电容耦合之后,驱动TFT DT的寄生电容器Cpara和第一电容器C1可以形成第二电容耦合。

[0229] 因此,如果发光控制信号EM处于高状态,则第四节点N4的电压由于第三电容器C3的耦合而增加,并且第一节点N1的电压由于驱动TFT DT的寄生电容器Cpara的耦合而增加。因此,由于第三电容器C3和驱动TFT DT的寄生电容器Cpara的双重耦合,第一节点N1的电压快速增加。

[0230] 换句话说,如果发光控制信号EM处于高状态,则第四节点N4的电压增加。因此,作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压也由于第二电容耦合而快速增加。

[0231] 因此,如果第三开关TFT T3响应于发光控制信号EM而导通,则将高电位电压VDD施加到驱动TFT DT的漏极节点。此外,由于第三电容器C3和寄生电容器Cpara的双重电容耦合,驱动TFT DT的栅极电压快速增加。

[0232] 另外,第二节点N2的电压可以等于第一节点N1的电压减去阈值电压 $V_{th}$ 。第二节点N2的电压通过驱动TFT DT的漏极和源极之间的电流(此后被称为“ $I_{ds}$ ”)而快速地增加。

[0233] 结果,在其中通过驱动TFT DT的Vgs调节流入有机发光二极管的电流Ioled并且有机发光二极管由于Ioled而发光的像素驱动电路300中,Ioled的强度也能够由于第三电容器C3和寄生电容器Cpara的双重电容耦合而更快地增加。

[0234] 另外,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加能够降低Ioled增加的时间上的延迟。

[0235] 图17是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的Ioled的改变的曲线图。另外,图17示出了比较示例和示例以显示Ioled的改变。

[0236] 这里,示例1是根据图14所示的本公开的示例性实施方式的OLED装置中的Ioled,并且示例2是根据图16所示的本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的Ioled。

[0237] 本文中,图17是示出Ioled随时间的变化的曲线图。在图17中,时间始于当发光控制信号EM被供应给像素驱动电路时。

[0238] 参照图17,在比较示例中,Ioled的延迟为约350 $\mu$ s并且Ioled的最大强度为约1nA。此外,在示例1中,Ioled的延迟为约35 $\mu$ s并且Ioled的最大强度为约5nA,而在示例2中,Ioled的延迟为约25 $\mu$ s并且Ioled的最大强度为约10nA。

[0239] 也就是说,即使Ioled的最大值在每个示例中不同,但与比较示例相比,本公开的每个示例中的Ioled的延迟能够减小。

[0240] 根据本公开的示例,通过作为耦合电容器的第三电容器C3和寄生电容器Cpara,驱动TFT DT的栅极节点的电压快速增加。因此,当发光周期t4开始时,Ioled快速增加,使得Ioled的延迟能够减小。

[0241] III.[内部补偿]驱动TFT DT的Vgs增加-6T1C结构

[0242] 现有技术-比较示例

[0243] 图18是示出根据现有技术的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0244] 参照图18,像素驱动电路1700包括驱动TFT DT、五个开关TFT和电容器。

[0245] 驱动TFT DT包括连接到电容器的节点的栅极节点、电连接到第二开关TFT T2和第三开关TFT T3的漏极节点、以及电连接到第一开关TFT T1和第四开关TFT T4的源极节点。

[0246] 具体地,驱动TFT DT的栅极节点在第二开关TFT T2和第三开关TFT T3导通时存储高电位电压VDD。如果在第二开关TFT T2导通的状态下供应数据电压Vdata,则根据源跟随器方法将数据电压Vdata写入到驱动TFT DT的栅极节点上。驱动TFT DT响应于发光控制信号而向有机发光二极管供应驱动电流,并依据电流的量来控制有机发光二极管的亮度。

[0247] 第一开关TFT T1包括连接到SCAN2线的栅极节点、连接到数据线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的源极节点的源极节点。因此,第一开关TFT T1响应于第二扫描信号SCAN2而导通或截止。也就是说,如果处于高状态的第二扫描信号SCAN2被供应给第一开关TFT T1的栅极节点,则数据电压Vdata从第一开关TFT T1的漏极节点被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3。

[0248] 第二开关TFT T2包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的漏极节点和第三开关TFT T3的漏极节点的漏极节点、以及连接到驱动TFT DT的栅极节点的源极节点。因此,第二开关TFT T2可以响应于第一扫描信号SCAN1而导通。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第二开关TFT T2导通。因此,第二开关TFT T2将作为驱动TFT DT的漏极节点的第一节点N1的电压传送到作为驱动TFT DT的栅极节点的第二节点N2。

[0249] 因此,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第二开关TFT T2向第二节点N2供应第一节点N1的高电位电压VDD或驱动TFT DT的采样电压。因此,在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化,或者数据电压Vdata被写入并且驱动TFT DT的阈值电压被采样。

[0250] 第三开关TFT T3包括连接到第n发光控制信号(EM[n])线的栅极节点、连接到VDD线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的漏极节点的源极节点。因此,第三开关TFT T3可以响应于第n发光控制信号EM[n]而导通。也就是说,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第三开关TFT T3导通。因此,第三开关TFT T3将高电位电压VDD从源极节点供应给作为驱动TFT DT的漏极节点的第一节点N1。

[0251] 因此,如果发光控制信号处于高状态,则第三开关TFT T3将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0252] 第四开关TFT T4包括连接到第n-1发光控制信号(EM[n-1])线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的源极节点的漏极节点和连接到有机发光二极管的源极节点。因此,第四开关TFT T4可以响应于第n-1发光控制信号EM[n-1]而导通。也就是说,如果第n-1发光控制信号EM[n-1]处于高状态,则第四开关TFT T4导通。因此,作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3和作为第四开关TFT T4的源极节点的第四节点N4彼此连接。

[0253] 因此,如果第四开关TFT T4响应于第n-1发光控制信号EM[n-1]而导通,则第三节点N3的电压被供应给第四节点N4。如果第四开关TFT T4、驱动TFT DT和第三开关TFT T3导通,则高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT,并且驱动电流被供应给有机发光二极管。因此,有机发光二极管发光。

[0254] 第五开关TFT T5包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到Vinit线的源极节点和连接到作为有机发光二极管的阳极的第四节点N4的漏极节点。因此,第五开关TFT T5可以响应于第一扫描信号SCAN1而导通。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第五开关TFT T5导通。因此,初始化电压Vinit被供应给第四节点N4。

[0255] 因此,如果第五开关TFT T5响应于第一扫描信号SCAN1而导通,则初始化电压Vinit被供应给第四节点N4,使得在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0256] 电容器可以是存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的存储电容器Cst。在这种情况下,电容器设置在作为驱动TFT DT的栅极节点的第二节点N2和与有机发光二极管的阳极电连接的第四节点N4之间。也就是说,电容器电连接到第二节点N2和第四节点N4,并且被配置为存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压与要施加到有机发光二极管的阳极的电压之间的电压差。

[0257] 图19是示出到输入到图18中所示的像素驱动电路1700中的信号和结果的输出信号的波形图。为了便于解释,此后将提及图18。

[0258] 参照图19,数据电压Vdata被写入到通过初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5并且设置在水平线上的每个像素上。然后,每个像素发光。图19示出了初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5中的每一个被维持达相同的持续时间。然而,根据示例性实施方式,可以以各种方式改变初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5中的每一个的持续时间。例如,电压保持区段t3可以比其它区段短。

[0259] 首先,当初始化周期 $t_1$ 开始时,第一扫描信号SCAN1上升到高状态并且第二扫描信号SCAN2维持在低状态。同时,在初始化周期 $t_1$ 期间,第 $n-1$ 发光控制信号EM[ $n-1$ ]维持在低状态,并且第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]从高状态下降到低状态。因此,在初始化期间 $t_1$ 期间,第二开关TFT T2和第五开关TFT T5导通,并且第一开关TFT T1和第四开关TFT T4截止。另外,第三开关TFT T3仅在第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]处于高状态的区段中导通。当第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]下降到低状态时,第三开关TFT T3截止。因此,通过第五开关TFT T5将初始化电压Vinit供应给第四节点N4。当第三开关TFT T3导通时,高电位电压VDD通过第二开关TFT T2被供应给第二节点N2。也就是说,由于初始化电压Vinit被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第四节点N4,所以在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化并且高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0260] 在采样周期 $t_2$ 期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,第二扫描信号SCAN2上升到高状态。在采样周期 $t_2$ 期间,第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]和第 $n-1$ 发光控制信号EM[ $n-1$ ]都维持在低状态。因此,在采样周期 $t_2$ 期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第五开关TFT T5导通,并且第三开关TFT T3和第四开关TFT T4截止。因此,通过第一开关TFT T1将数据电压Vdata供应给第三节点N3。另外,当第二开关TFT T2导通时,作为驱动TFT DT的漏极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的栅极节点的第二节点N2彼此连接。因此,根据源极跟随器方法将驱动TFT DT的Vgs采样为驱动TFT DT的Vth。另外,当第五开关TFT T5导通时,初始化电压Vinit被供应给第四节点N4,并且电容器存储Vdata+Vth-Vinit。因此,在采样周期 $t_2$ 期间,第一节点N1和第二节点N2的电压等于Vdata+Vth,第三节点N3的电压等于Vdata,并且第四节点N4的电压等于初始化电压Vinit。

[0261] 当电压保持区段 $t_3$ 开始时,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2下降至低状态,并且第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]和第 $n-1$ 发光控制信号EM[ $n-1$ ]维持在低状态。因此,在电压保持区段 $t_3$ 期间,所有的开关TFT都截止。因此,在采样周期 $t_2$ 中被采样或写入的第一节点N1、第二节点N2、第三节点N3和第四节点N4中的每一个都是浮置的,并且每个节点的电压保持不变。

[0262] 具体地,在其中像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素中的驱动TFT DT被配置为LTPS TFT的OLED装置中,像素驱动电路1700更适合于低速驱动。具体地,被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT具有非常低的关断电流,并因此适合于在电压保持区段 $t_3$ 期间保持第一节点N1、第二节点N2、第三节点N3和第四节点N4的各自的电压。也就是说,在被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT中,关断电流在电压保持区段 $t_3$ 期间非常低,使得第一节点N1、第二节点N2、第三节点N3和第四节点N4的各自的电压不被降低而被保持。因此,如果像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素中的驱动TFT DT被配置为LTPS TFT,则即使在低速驱动中关断电流也较低。因此,在电压保持区段 $t_3$ 期间,各节点的电压可以被几乎没有降低地保持。

[0263] 在连接区段 $t_4$ 期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当连接区段 $t_4$ 开始时,第 $n-1$ 发光控制信号EM[ $n-1$ ]上升到高状态并且第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]维持在低状态。因此,在连接区段 $t_4$ 期间,仅第四开关TFT T4导通,并且所有的第一开关TFT T1、第二开关TFT T2、第三开关TFT T3和第五开关TFT T5都截止。因此,由于第四开关TFT T4导通,第三节点N3和第四节点N4彼此连接,并且在第三节点N3中保持的Vdata被供应给第

四节点N4。

[0264] 在发光周期 $t_5$ 期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当发光周期 $t_5$ 开始时,第 $n$ 发光控制信号EM[ $n$ ]上升到高状态,然后在发光周期 $t_5$ 期间保持在高状态。另外,第 $n-1$ 发光控制信号EM[ $n-1$ ]也维持在高状态。因此,在发光周期 $t_5$ 期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第五开关TFT T5截止,并且第三开关TFT T3和第四开关TFT T4导通。另外,驱动TFT DT也通过直至连接区段 $t_4$ 时已经被存储在第二节点N2中的Vdata+Vth而导通。因此,从VDD线到有机发光二极管形成了用于驱动电流流动的路径。也就是说,在发光周期 $t_5$ 期间,Ioled通过导通的驱动TFT DT、第三开关TFT T3和第四开关TFT T4流动到有机发光二极管。另外,在发光周期 $t_5$ 中,被表示为包括Vdata和驱动TFT DT的Vth的电压的驱动TFT DT的Vgs被补偿。因此,通过驱动TFT DT的Vdata的强度来调节Ioled的强度,并且有机发光二极管由于Ioled而发光。

[0265] 在低速驱动模式中,需要维持发光周期 $t_5$ 直至下一帧。然而,在有机发光二极管由于像素驱动电路1700中的寄生电容或者像素中的电压改变而开始发光之后,Ioled逐渐减小,因此有机发光二极管的亮度降低。另外,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。否则,在发光周期 $t_5$ 中施加发光控制信号之后,由于像素驱动电路1700中的寄生电容或像素的电压改变,Ioled的增加速率降低。因此,在有机发光二极管以足够的亮度发光方面存在延迟。因此,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。

[0266] 下面将提出本发明的用于减少这种闪烁现象的各种示例。

[0267] 示例-耦合电容器的添加

[0268] 图20是图1所示的像素的驱动电路图。

[0269] 参照图20,像素P包括有机发光二极管OLED和像素驱动电路200,像素驱动电路200包括六个晶体管和二个电容器并且被配置为驱动有机发光二极管OLED。

[0270] 具体地,像素驱动电路200包括驱动晶体管DT、第一开关晶体管T1至第五开关晶体管T5、以及第一电容器C1和第二电容器C2。

[0271] 在这种情况下,第一电容器可以是存储电容器Cst,第二电容器可以是耦合电容器Ccp。

[0272] 驱动TFT DT包括作为连接到存储电容器Cst的节点的第一节点N1的栅极节点、作为与第二开关TFT T2和第三开关TFT T3电连接的第二节点N2的漏极节点、以及作为与第一开关TFT T1和第四开关TFT T4电连接的第三节点N3的源极节点。

[0273] 具体地,驱动TFT DT的漏极节点与VDD线电连接。因此,如果第二开关TFT T2和第三开关TFT T3导通,则驱动TFT DT的栅极节点存储高电位电压VDD。

[0274] 另外,当第一开关TFT T1导通时,数据电压Vdata被供应给驱动TFT DT的源极节点。当第二开关TFT T2导通时,驱动TFT DT的源极节点的数据电压Vdata被供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0275] 具体地,如果第二开关TFT T2导通,则作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2和作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1彼此连接。因此,根据二极管连接方法,驱动TFT DT的Vgs变成驱动TFT DT的Vth。因此,如果第一开关TFT T1导通并且将数据电压Vdata供应给驱动TFT DT的源极节点,则Vdata+Vth被供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0276] 驱动TFT DT的源极节点电连接到有机发光二极管。具体地,驱动TFT DT的源极节

点连接到作为第四节点N4的第四开关TFT T4的漏极节点。另外,驱动TFT DT的源极节点与有机发光二极管的阳极电连接,并且电连接到第一开关TFT T1的源极节点。

[0277] 如果第四开关TFT T4、驱动TFT DT和第三开关TFT T3导通,则驱动TFT DT将高电位电压VDD和驱动电流供应给有机发光二极管。因此,有机发光二极管发光。

[0278] 第一开关TFT T1包括连接到SCAN2线的栅极节点、连接到数据线的漏极节点、连接到作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3的源极节点。因此,第一开关TFT T1响应于第二扫描信号SCAN2而导通或截止。也就是说,如果处于高状态的第二扫描信号SCAN2被供应给第一开关TFT T1的栅极节点,则数据电压Vdata从第一开关TFT T1的漏极节点被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3。

[0279] 第二开关TFT T2包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的漏极节点和第三开关TFT T3的源极节点的漏极节点、以及连接到驱动TFT DT的栅极节点的源极节点。另外,第二开关TFT T2的源极节点连接到存储电容器Cst的节点和耦合电容器Ccp的节点。

[0280] 因此,第二开关TFT T2响应于第一扫描信号SCAN1而导通或截止。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第二开关TFT T2导通。因此,第二开关TFT T2将作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2的电压传送到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压。

[0281] 另外,第n发光控制信号EM[n]作为DC电压被供应给第三开关TFT T3的栅极节点,直到它从高状态下降到低状态为止。因此,耦合电容器Ccp不受DC电压的影响。当第二开关TFT T2导通时,仅将高电位电压VDD供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0282] 第三开关TFT T3包括连接到EM[n]线的栅极节点、连接到VDD线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的漏极节点的源极节点。另外,第三开关TFT T3的栅极节点可以成为连接到耦合电容器Ccp的节点的第五节点N5。

[0283] 因此,第三开关TFT T3可以响应于第n发光控制信号EM[n]而导通或截止。也就是说,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第三开关TFT T3导通以将高电位电压VDD从源极节点供应给作为驱动TFT DT的漏极节点的第三节点N3。

[0284] 另外,如果第n发光控制信号EM[n]在发光周期期间处于高状态,则作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压由于连接到作为第三开关TFT T3的栅极节点的第五节点N5的耦合电容器Ccp和存储电容器Cst的耦合而快速增加。

[0285] 如果发光控制信号EM处于高状态,则第三开关TFT T3将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点,并且驱动TFT DT的漏极和源极之间的电流(此后被称为“Ids”)流入有机发光二极管。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0286] 第四开关TFT T4包括连接到EM[n-1]线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的源极节点的漏极节点和电连接到有机发光二极管的源极节点。因此,第四开关TFT T4可以响应于第n-1发光控制信号EM[n-1]而导通。

[0287] 也就是说,如果第n-1发光控制信号EM[n-1]在连接区段期间处于高状态,则第四开关TFT T4导通。因此,作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3和作为第四开关TFT T4的源极节点的第四节点N4彼此连接。

[0288] 因此,如果第四开关TFT T4响应于第 $n-1$ 发光控制信号EM $[n-1]$ 而导通,则第三节点N3的电压Vdata被供应给第四节点N4。

[0289] 如果第四开关TFT T4、驱动TFT DT和第三开关TFT T3在发光周期期间导通,则高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT,并且驱动电流Ids被供应给有机发光二极管。因此,有机发光二极管发光。

[0290] 第五开关TFT T5包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到Vinit线的源极节点、以及连接到存储电容器Cst的节点和作为有机发光二极管的阳极的第四节点N4的漏极节点。

[0291] 因此,第五开关TFT T5可以响应于第一扫描信号SCAN1而导通。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第五开关TFT T5导通,以将初始化电压Vinit供应给第四节点N4。因此,如果第五开关TFT T5响应于第一扫描信号SCAN1而导通,则初始化电压Vinit被供应给第四节点N4。因此,在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0292] 另外,初始化电压Vinit和供应给第一节点N1的电压可以与要存储在存储电容器Cst中的电压相关。

[0293] 具体地,存储电容器Cst存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压。在这种情况下,存储电容器Cst的一节点连接到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1,而存储电容器Cst的另一节点连接到与有机发光二极管的阳极电连接的第四节点N4。

[0294] 也就是说,存储电容器Cst电连接到第一节点N1和第四节点N4,并且存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压与要施加到有机发光二极管的阳极的电压之间的电压差。

[0295] 具体地,当第一开关TFT T1和第二开关TFT T2导通时,存储电容器Cst的一节点被施加有Vdata+Vth。当第五开关TFT T5导通时,存储电容器Cst的另一节点被施加有初始化电压Vinit。因此,充入存储电容器Cst中的电压等于Vdata+Vth-Vinit。

[0296] 参照图20,根据本公开的示例性实施方式的像素驱动电路200中的耦合电容器Ccp设置在作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为第三开关TFT T3的栅极节点的第五节点N5之间。也就是说,耦合电容器Ccp设置在EM $[n]$ 线和第一节点N1之间,以便与它们电连接。

[0297] 因此,如果第 $n$ 发光控制信号EM $[n]$ 在发光周期期间处于高状态,则由于存储电容器Cst和耦合电容器Ccp之间的电容耦合,快速增加和自举的电压被供应到第一节点N1。也就是说,如果将第 $n$ 发光控制信号EM $[n]$ 供应给第三开关TFT T3的栅极,则第一节点N1的电压通过耦合电容器Ccp被耦合,然后与第 $n$ 发光控制信号EM $[n]$ 关联地迅速增加。另外,随着驱动TFT DT的栅极节点的电压(即,第一节点N1的电压)增加,驱动TFT DT的源极节点的电压也增加。

[0298] 因此,在发光周期期间,如果通过第 $n$ 发光控制信号EM $[n]$ 使第三开关TFT T3导通,则将高电位电压VDD供应给作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2。另外,由于存储电容器Cst和耦合电容器Ccp之间的电容耦合,将快速增加的电压施加到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。另外,在发光周期期间,当第二开关TFT T2截止时,第二节点N2的高电位电压VDD不被供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。结果,仅由耦合电容器Ccp自举的电压被供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0299] 然后,作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3的电压也快速增加。例如,如果第一节点N1的电压由于通过耦合电容器Ccp的耦合而增加到高于Vdata+Vth,则驱动TFT DT的

V<sub>gs</sub>被一直维持为采样电压。因此,作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3的电压也大大增加。结果,在其中可以通过驱动TFT DT的V<sub>gs</sub>调节流入有机发光二极管的电流I<sub>oled</sub>并且有机发光二极管由于I<sub>oled</sub>而发光的像素驱动电路200中,I<sub>oled</sub>的强度可以由于存储电容器C<sub>st</sub>和耦合电容器C<sub>cp</sub>之间的电容耦合而更快地增加。

[0300] 因此,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加可以降低增加流入有机发光二极管的电流I<sub>oled</sub>的时间上的延迟。

[0301] 此外,将描述当两个电容器彼此串联连接时发生的电容耦合。

[0302] 电容器倾向于维持两端之间的电压差,并且通过电容耦合相互参与它们的值。这与电荷守恒定律密切相关。电荷守恒定律由以下的式4表示。

[0303] [式4]

[0304]  $Q = CV, Q_1 = Q_2$

[0305]  $C_1 (\Delta V_1 - \Delta V_2) = C_2 (\Delta V_2 - \Delta V_3), \Delta V_3 = 0$

[0306]  $C_1 (\Delta V_1 - \Delta V_2) = C_2 \Delta V_2$

[0307] 因此  $\Delta V_2 = C_1 / (C_1 + C_2) * \Delta V_1$

[0308] 这里,Q<sub>1</sub>和Q<sub>2</sub>是电荷,并且C<sub>1</sub>和C<sub>2</sub>是电容器。根据式4,式4所示的电容器的一端的电压变化与通过电容耦合改变的电压值有关。

[0309] 参照图20,在本公开的像素驱动电路200中,驱动TFT DT的栅极节点的电压受到存储电容器C<sub>st</sub>和耦合电容器C<sub>cp</sub>的影响,并因此由于电容耦合而增加。这种现象被称为自举。

[0310] 图21是示出到输入到图20中所示的像素驱动电路200中的信号和结果的输出信号的波形图。为了便于解释,此后将提及图20和图21。

[0311] 参照图21,刷新周期包括初始化周期t<sub>1</sub>、采样周期t<sub>2</sub>、电压保持区段t<sub>3</sub>、连接区段t<sub>4</sub>和发光周期t<sub>5</sub>。刷新周期可以设置为约1个水平周期(1H)。在刷新周期期间,将数据写入像素阵列中的与水平线对齐的像素上。具体地,在刷新周期期间,像素驱动电路200中的驱动TFT DT的阈值电压V<sub>th</sub>被采样,并且数据电压V<sub>data</sub>被阈值电压V<sub>th</sub>补偿。因此,数据电压V<sub>data</sub>独立于阈值电压V<sub>th</sub>被补偿并被写入到像素上,以便确定有机发光二极管中的电流的量。

[0312] 参照图21,数据电压V<sub>data</sub>被写入到通过初始化周期t<sub>1</sub>、采样周期t<sub>2</sub>、电压保持区段t<sub>3</sub>、连接区段t<sub>4</sub>和发光周期t<sub>5</sub>并且设置在一条水平线上的每个像素上。然后,每个像素发光。图21示出了初始化周期t<sub>1</sub>、采样周期t<sub>2</sub>、电压保持区段t<sub>3</sub>、连接区段t<sub>4</sub>和发光周期t<sub>5</sub>中的每一个被维持相同的持续时间。然而,根据示例性实施方式,可以以各种方式改变初始化周期t<sub>1</sub>、采样周期t<sub>2</sub>、电压保持区段t<sub>3</sub>、连接区段t<sub>4</sub>和发光周期t<sub>5</sub>中的每一个的持续时间。例如,电压保持区段t<sub>3</sub>可以比其它区段短。

[0313] 首先,当初始化周期t<sub>1</sub>开始时,第一扫描信号SCAN<sub>1</sub>上升到高状态并且第二扫描信号SCAN<sub>2</sub>维持在低状态。同时,在初始化周期t<sub>1</sub>期间,第n-1发光控制信号EM[n-1]维持在低状态,并且第n发光控制信号EM[n]从高状态下降到低状态。

[0314] 因此,在初始化期间t<sub>1</sub>期间,第二开关TFT T<sub>2</sub>和第五开关TFT T<sub>5</sub>导通,并且第一开关TFT T<sub>1</sub>和第四开关TFT T<sub>4</sub>截止。另外,第三开关TFT T<sub>3</sub>仅在第n发光控制信号EM[n]处于高状态的区段中导通。当第n发光控制信号EM[n]下降到低状态时,第三开关TFT T<sub>3</sub>截止。

[0315] 因此,通过第五开关TFT T<sub>5</sub>将初始化电压V<sub>init</sub>供应给第四节点N<sub>4</sub>。当第三开关

TFT T3导通时,高电位电压VDD通过第二开关TFT T2被供应给第一节点N1。也就是说,由于初始化电压Vinit被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第四节点N4,所以在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化并且高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0316] 另外,第n发光控制信号EM[n]作为DC电压被供应给第三开关TFT T3的栅极节点,直到它从高状态下降到低状态为止。因此,耦合电容器Ccp不受DC电压的影响。因此,仅将高电位电压VDD供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0317] 在采样周期t2期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,第二扫描信号SCAN2上升到高状态。在采样周期t2期间,第n发光控制信号EM[n]和第n-1发光控制信号EM[n-1]全部都维持在低状态。

[0318] 因此,在采样周期t2期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第五开关TFT T5导通,并且第三开关TFT T3和第四开关TFT T4截止。

[0319] 因此,通过第一开关TFT T1将数据电压Vdata供应给第三节点N3。另外,当第三开关TFT T3截止时,停止向第一节点N1供应高电位电压VDD。然后,当驱动TFT DT和第二开关TFT T2导通时,供应给第三节点N3的数据电压Vdata被供应给连接到存储电容器Cst的节点的第一节点N1。

[0320] 具体地,由于第三开关TFT T3截止,第一节点N1的电压从高电位电压VDD降低到数据电压Vdata。通过扫描这样的电压改变,可以检查驱动TFT DT的阈值电压Vth。结果,在采样周期t2期间,可以对驱动TFT DT的阈值电压Vth进行采样。

[0321] 因此,当第三开关TFT T3截止并且第二开关TFT T2导通时,作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2和作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1彼此连接。因此,驱动TFT DT的Vgs被采样为驱动TFT DT的Vth。

[0322] 另外,当第五开关TFT T5导通时,初始化电压Vinit被供应给第四节点N4。当第一开关TFT T1和第二开关TFT T2导通时,Vdata+Vth被供应给第一节点N1。结果,存储电容器Cst存储Vdata+Vth-Vinit。

[0323] 因此,在采样周期t2期间,第一节点N1和第二节点N2的电压等于Vdata+Vth,第三节点N3的电压等于Vdata,并且第四节点N4的电压等于初始化电压Vinit。

[0324] 当电压保持区段t3开始时,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2下降至低状态,并且第n发光控制信号EM[n]和第n-1发光控制信号EM[n-1]维持在低状态。因此,在电压保持区段t3期间,开关TFT T1至T5全部都截止。因此,在采样周期t2中被采样或写入的第一节点N1至第五节点N5是浮置的,并且每个节点的电压保持不变。

[0325] 具体地,在其中像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素中的驱动TFT DT被配置为LTFS TFT的OLED装置中,像素驱动电路200更适合于低速驱动。具体地,被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT具有非常低的关断电流,并因此适合于在电压保持区段t3期间保持第一节点N1至第五节点N5的各自的电压。在被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT中,关断电流在电压保持区段t3期间非常低,使得第一节点N1至第五节点N5的各自的电压不被降低而被保持。因此,如果本公开的像素P中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素P中的驱动TFT DT被配置为LTFS TFT,则即使在低速驱动中关断电流也较低。因此,在电压保持区段t3期间,各节点的电压可以被几乎没有降低地保持。

[0326] 在连接区段t4期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当连接区段t4开始时,第n-1发光控制信号EM[n-1]上升到高状态并且第n发光控制信号EM[n]维持在低状态。因此,在连接区段t4期间,仅第四开关TFT T4导通,并且第一开关TFT T1、第二开关TFT T2、第三开关TFT T3和第五开关TFT T5全部都截止。因此,由于第四开关TFT T4导通,因此第三节点N3和第四节点N4彼此电连接,并且在第三节点N3中保持的Vdata被供应给第四节点N4。

[0327] 在发光周期t5期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当发光周期t5开始时,第n发光控制信号EM[n]上升到高状态,然后在发光周期t5期间保持在高状态。另外,第n-1发光控制信号EM[n-1]也维持在高状态。因此,在发光周期t5期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第五开关TFT T5截止,并且第三开关TFT T3和第四开关TFT T4导通。另外,驱动TFT DT也通过直至连接区段t4时已经被存储在第一节点N1中的Vdata+Vth导通。因此,从VDD线到有机发光二极管形成了用于驱动电流流动的路径。也就是说,在发光周期t5期间,Ioled通过导通的驱动TFT DT、第三开关TFT T3和第四开关TFT T4流动到有机发光二极管。

[0328] 另外,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则由于存储电容器Cst和耦合电容器Ccp之间的电容耦合,快速增加和自举的电压被供应到第一节点N1。也就是说,如果将第n发光控制信号EM[n]供应给第三开关TFT T3的栅极,则由于耦合电容器Ccp的耦合,第一节点N1的电压与第n发光控制信号EM[n]关联地增加。由于通过耦合电容器Ccp的耦合而增加的电压高于在连接区段t4期间存储在第一节点N1中的Vdata+Vth。

[0329] 另外,在发光周期t5期间,随着驱动TFT DT的栅极节点的电压(即,第一节点N1的电压)快速增加,驱动TFT DT的源极节点的电压也增加。

[0330] 另外,在发光周期t5中,被表示为包括Vdata的电压和驱动TFT DT的阈值电压Vth的电压的驱动TFT DT的Vgs被补偿。因此,通过驱动TFT DT的Vdata的强度来调节Ioled的强度,并且有机发光二极管由于Ioled而发光。

[0331] 在发光周期t5期间,通过驱动TFT DT的Vgs调节流入有机发光二极管的电流Ioled,并且有机发光二极管由于Ioled而发光。这样,在发光周期t4期间流入有机发光二极管的Ioled可以由以下的式5表示。

[0332] [式5]

$$[0333] \quad I_{oled} = \frac{k}{2} [(1 - C') \times (V_{data} - V_{th})]^2$$

[0334] 这里,k是反映像素驱动电路200的各种因素的比例常数,并且C'等于C1/(C1+C2)。根据式5,由于从式5中消除了阈值电压Vth,所以流入有机发光二极管的电流Ioled不受驱动TFT DT的阈值电压Vth的影响。

[0335] 根据现有技术,在发光周期t5中施加发光控制信号EM之后,由于像素驱动电路200中的寄生电容或像素的电压改变,Ioled的增加速率降低。因此,在有机发光二极管以足够的亮度发光方面存在延迟。因此,能够识别出低亮度,使得可能发生闪烁现象。

[0336] 参照图21,在发光周期t5期间,第一扫描信号SCAN1维持在低状态,并且第二扫描信号SCAN2也维持在低状态。当发光周期t5开始时,第n发光控制信号EM[n]上升,然后维持在高状态。因此,在发光周期t5期间,第一开关TFT T1和第二开关TFT T2截止,并且第三开

关TFT T3导通。

[0337] 因此,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第三开关TFT T3导通,以便将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0338] 在发光周期 $t_5$ 期间,高电位电压VDD通过导通的第三开关TFT T3被供应给驱动TFT DT的漏极节点。由于耦合电容器Ccp的耦合而快速增加的第一节点N1(即,驱动TFT DT的栅极节点)的电压和第二节点N2(即,驱动TFT DT的源极节点)的电压用于使流入有机发光二极管的电流Ioled的延迟最小化。

[0339] 图22是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0340] 除了第二电容器C2的位置之外,图22所示的像素驱动电路与图20所示的像素驱动电路基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。也就是说,除了连接到耦合电容器Ccp的节点之外,图22所示的像素驱动电路300与图20所示的像素驱动电路200基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0341] 参照图22,像素驱动电路300包括驱动TFT DT、五个开关TFT、第一电容器C1和第二电容器C2。在这种情况下,第一电容器C1可以是存储电容器Cst,第二电容器C2可以是耦合电容器Ccp。

[0342] 第二电容器C2设置在作为第三开关TFT T3的栅极节点的第五节点N5和作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2之间。也就是说,第二电容器C2设置在与电连接的EM[n]线和第二节点N2之间。

[0343] 在发光周期期间,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则由于第二电容器C2的电容耦合而迅速自举的电压被供应给第二节点N2。也就是说,第n发光控制信号EM[n]被供应给第五节点N5,并且由于第二电容器C2的电容耦合,第二节点N2的电压快速增加。

[0344] 另外,寄生电容器Cpara可存在于作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2之间。继第一电容器C1和第二电容器C2之间的电容耦合之后,驱动TFT DT的寄生电容器Cpara和第一电容器C1可以形成第二电容耦合。

[0345] 因此,在发光周期期间,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第二节点N2的电压由于第二电容器C2的耦合而增加,并且第一节点N1的电压由于驱动TFT DT的寄生电容器Cpara的耦合而增加。因此,第一节点N1的电压由于第二电容器C2和驱动TFT DT的寄生电容器Cpara的双重耦合而快速增加。

[0346] 换句话说,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第二节点N2的电压增加。因此,作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压也由于第二电容耦合而快速增加。

[0347] 因此,在发光周期期间,如果第三开关TFT T3响应于第n发光控制信号EM[n]而导通,则将高电位电压VDD施加到驱动TFT DT的漏极节点。此外,驱动TFT DT的栅极电压由于第二电容器C2和寄生电容器Cpara的双重电容耦合而快速增加。

[0348] 另外,第三节点N3的电压可以等于第一节点N1的电压减去阈值电压Vth。另外,在采样周期期间,当第一开关TFT T1导通时,数据电压Vdata被供应给第三节点N3。因此,第一节点N1的电压等于Vdata+Vth。此外,在发光周期期间,第一节点N1的电压由于第二电容器C2和寄生电容器Cpara的双重电容耦合而快速增加。因此,驱动TFT DT的Vgs维持在Vth处,

使得第三节点N3的电压也快速增加。

[0349] 结果,在有机发光二极管由于 $I_{oled}$ 而发光的像素驱动电路300中,可以通过驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 来调节流入有机发光二极管中的电流 $I_{oled}$ ,并且 $I_{oled}$ 的强度也可以由于第二电容器C2和寄生电容器 $C_{para}$ 的双重电容耦合而更快地增加。

[0350] 另外,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加可以降低 $I_{oled}$ 增加的时间上的延迟。

[0351] 图23是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0352] 除了第二电容器C2的位置之外,图23所示的像素驱动电路与图20所示的像素驱动电路基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。也就是说,除了连接到耦合电容器 $C_{cp}$ 的节点之外,图23所示的像素驱动电路400与图20所示的像素驱动电路200基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0353] 参照图23,像素驱动电路400包括驱动TFT DT、五个开关TFT、第一电容器C1和第二电容器C2。在这种情况下,第一电容器C1可以是存储电容器 $C_{st}$ ,第二电容器C2可以是耦合电容器 $C_{cp}$ 。

[0354] 第二电容器C2设置在作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和第四TFT T4的栅极节点之间。也就是说,第二电容器C2设置在与电连接的作为与EM[n-1]线连接的第四开关TFT T4的栅极节点的第五节点N5和第一节点N1之间。

[0355] 在连接区段期间,由于第二电容器C2的电容耦合而快速自举的电压被供应给第一节点N1。

[0356] 具体地,参照图21,当连接区段 $t_4$ 开始时,第n-1发光控制信号EM[n-1]上升到高状态,第一扫描信号SCAN1、第二扫描信号SCAN2和第n发光控制信号EM[n]维持在低状态。因此,由于第四开关TFT T4导通,因此第三节点N3和第四节点N4彼此连接。第一节点N1的电压通过第二电容器C2耦合的第n-1发光控制信号EM[n-1]而快速增加,然后被供应给第四开关TFT T4的栅极节点。

[0357] 也就是说,在连接区段 $t_4$ 期间,第n-1发光控制信号EM[n-1]被供应给第五节点N5,并且由于第一电容器C1和第二电容器C2之间的电容耦合,通过第n-1发光控制信号EM[n-1]而自举的电压被供应给第一节点N1。因此,第一节点N1的电压由于第二电容器C2的电容耦合而快速增加。

[0358] 具体地,第三节点N3可以具有等于第一节点N1的电压减去阈值电压 $V_{th}$ 的电压,直到采样周期 $t_2$ 为止。另外,当第一开关TFT T1导通时,数据电压 $V_{data}$ 被供应给第三节点N3。因此,第一节点N1的电压等于 $V_{data}+V_{th}$ 。

[0359] 然后,当连接区段 $t_4$ 开始时,第四开关TFT T4导通,同时第n-1发光控制信号EM[n-1]处于高状态。因此,供应给第三节点N3的数据电压 $V_{data}$ 被供应给第四节点N4。结果,数据电压 $V_{data}$ 被供应给第一电容器C1的节点。

[0360] 然后,连接到第一电容器C1的另一节点的第一节点N1被供应有电压 $V_{cp}$ ,该电压 $V_{cp}$ 通过耦合到第二电容器C2并且然后被供应给第四开关TFT T4的栅极节点的第n-1发光控制信号EM[n-1]而快速增加并且高于 $V_{data}+V_{th}$ 。因此,第一电容器C1被充有 $V_{cp}-V_{data}$ 。

[0361] 参照图23,当第n-1发光控制信号EM[n-1]处于高状态时,本公开的像素驱动电路

400中的第一节点N1的电压由于第二电容器C2的耦合而快速增加。因此,驱动TFT DT的V<sub>gs</sub>维持在V<sub>th</sub>,使得第四节点N4的电压也快速增加。

[0362] 结果,在本公开的其中有机发光二极管由于I<sub>oled</sub>而发光的像素驱动电路400中,可以通过驱动TFT DT的V<sub>gs</sub>来调节流入有机发光二极管中的电流I<sub>oled</sub>,并且I<sub>oled</sub>的强度也可以由于第二电容器C2的电容耦合而更快地增加。

[0363] 另外,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加可以降低I<sub>oled</sub>增加的时间上的延迟。

[0364] 图24是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0365] 除了第二电容器C2的位置之外,图24所示的像素驱动电路与图20所示的像素驱动电路基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。也就是说,除了耦合电容器C<sub>cp</sub>连接到开关TFT的部分之外,图24所示的像素驱动电路500与图20所示的像素驱动电路200基本相同。因此,本文将省略对其的冗余解释。

[0366] 参照图24,像素驱动电路500包括驱动TFT DT、五个开关TFT、第一电容器C1和第二电容器C2。在这种情况下,第一电容器C1可以是存储电容器C<sub>st</sub>,第二电容器C2可以是耦合电容器C<sub>cp</sub>。

[0367] 第二电容器C2设置在作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2和作为第四TFT T4的栅极节点的第五节点N5之间。也就是说,第二电容器C2设置在与其电连接的EM[n-1]线和第二节点N2之间。

[0368] 另外,寄生电容器C<sub>para</sub>可存在于作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1和作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2之间。驱动TFT DT的寄生电容器C<sub>para</sub>与第二电容器C2串联连接。因此,驱动TFT DT的寄生电容器C<sub>para</sub>可以形成继第二电容器C2的耦合之后的第二电容耦合。

[0369] 在连接区段期间,由于第二电容器C2和寄生电容器C<sub>para</sub>的双重电容耦合,第一节点N1被供应有快速自举的电压。

[0370] 具体地,参照图3,当连接区段t<sub>4</sub>开始时,第n-1发光控制信号EM[n-1]上升到高状态,第一扫描信号SCAN1、第二扫描信号SCAN2和第n发光控制信号EM[n]维持在低状态。因此,由于第四开关TFT T4导通,第三节点N3和第四节点N4彼此连接。第二节点N2的电压通过与第二电容器C2耦合并然后被供应给第四开关TFT T4的栅极节点的第n-1发光控制信号EM[n-1]而快速增加。

[0371] 也就是说,在连接区段t<sub>4</sub>期间,第n-1发光控制信号EM[n-1]被供应给第五节点N5,并且由于第二电容器C2的电容耦合,通过第n-1发光控制信号EM[n-1]而自举的电压被供应给第二节点N2。因此,第二节点N2的电压由于第二电容器C2的电容耦合而快速增加。

[0372] 因此,如果第n-1发光控制信号EM[n-1]在连接区段t<sub>4</sub>期间处于高状态,则第二节点N2的电压由于第二电容器C2的耦合而增加,并且第一节点N1的电压由于驱动TFT DT的寄生电容器C<sub>para</sub>的耦合而增加。因此,第一节点N1的电压由于第二电容器C2和驱动TFT DT的寄生电容器C<sub>para</sub>的双重耦合而快速增加。

[0373] 换句话说,如果第n-1发光控制信号EM[n-1]处于高状态,则第二节点N2的电压增加。因此,由于随后与第二电容耦合,作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压

也快速增加。

[0374] 具体地,第三节点N3可以具有等于第一节点N1的电压减去阈值电压 $V_{th}$ 的电压,直到采样周期 $t_2$ 为止。另外,当第一开关TFT T1导通时,数据电压 $V_{data}$ 被供应给第三节点N3。因此,第一节点N1的电压等于 $V_{data}+V_{th}$ 。

[0375] 然后,当连接区段 $t_4$ 开始时,第四开关TFT T4导通,同时第 $n-1$ 发光控制信号 $EM[n-1]$ 处于高状态。因此,供应给第三节点N3的数据电压 $V_{data}$ 被供应给第四节点N4。结果,数据电压 $V_{data}$ 被供应给第一电容器C1的节点。

[0376] 然后,连接到第一电容器C1的另一节点的第一节点N1由于驱动TFT DT的寄生电容器 $C_{para}$ 和第二电容器C2的双重耦合而被供应有高于 $V_{data}+V_{th}$ 的电压 $V_{cp}$ 。因此,第一电容器C1被充有 $V_{cp}-V_{data}$ 。

[0377] 参照图24,当第 $n-1$ 发光控制信号 $EM[n-1]$ 处于高状态时,本公开的像素驱动电路500中的第一节点N1的电压由于驱动TFT DT的寄生电容器 $C_{para}$ 和第二电容器C2的双重耦合而快速增加。因此,驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 维持在 $V_{th}$ 处,使得第四节点N4的电压也快速增加。

[0378] 结果,在本公开的其中有机发光二极管由于 $I_{oled}$ 而发光的像素驱动电路400中,可以通过驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 来调节流入有机发光二极管中的电流 $I_{oled}$ ,并且 $I_{oled}$ 的强度也可以由于第二电容器C2的电容耦合而更快地增加。

[0379] 另外,由电容耦合导致的施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压的快速增加可以降低 $I_{oled}$ 增加的时间上的延迟。

[0380] 图25是示出根据本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的 $I_{oled}$ 的改变的曲线图。另外,图25示出了比较示例和示例以显示 $I_{oled}$ 的改变。

[0381] 这里,示例1是根据图20所示的本公开的示例性实施方式的OLED装置中的 $I_{oled}$ ,并且示例2是根据图22所示的本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的 $I_{oled}$ 。另外,示例3是根据图23所示的本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的 $I_{oled}$ ,并且示例4是根据图24所示的本公开的另一示例性实施方式的OLED装置中的 $I_{oled}$ 。

[0382] 本文中,图25是示出 $I_{oled}$ 根据时间的变化的曲线图。在图25中,时间始于当第 $n$ 发光控制信号 $EM[n]$ 被供应给像素驱动电路时。

[0383] 参照图25,比较示例具有比示例1至示例4长得多的 $I_{oled}$ 延迟。具体地,比较示例中的 $I_{oled}$ 的延迟为约 $440\mu s$ 。同时,示例1中的 $I_{oled}$ 的延迟为约 $220\mu s$ ,示例2中的 $I_{oled}$ 的延迟为约 $100\mu s$ ,示例3中的 $I_{oled}$ 的延迟为约 $40\mu s$ ,示例4中的 $I_{oled}$ 的延迟为约 $100\mu s$ 。

[0384] 也就是说,即使 $I_{oled}$ 的最大值在每个示例中不同,与比较示例相比,本公开的每个示例中的 $I_{oled}$ 的延迟也能够减小。

[0385] 因此,根据本公开的示例,通过作为耦合电容器的第二电容器C2或者形成双重电容耦合的第二电容器C2和寄生电容器 $C_{para}$ ,驱动TFT DT的栅极节点的电压快速增加。因此,当发光周期 $t_4$ 开始时, $I_{oled}$ 快速增加,使得 $I_{oled}$ 的延迟能够减小。

[0386] IV. [外部补偿]使用初始化电压 $V_{init}$ 的外部补偿(1)

[0387] 此后,将详细地描述涉及生成本公开的经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 的定时控制器120。图26是被提供以解释图1中所示的定时控制器的示意框图。

[0388] 参照图26,定时控制器200包括亮度测量单元210、存储单元220、初始化电压电平控制器230和初始化电压发生器240。

[0389] 亮度测量单元210接收从OLED装置100的驱动系统(未示出)施加的像素驱动数据RGB,并且计算亮度值Y。

[0390] 亮度值Y可以根据以下的式6从输入像素驱动数据RGB来计算。

[0391] [式6]

[0392]  $Y = (299 * R + 587 * G + 114 * B) / 1000$

[0393] 参照图26,存储单元220存储从输入像素驱动数据RGB计算出的亮度值Y。具体地,存储单元220已经存储了前一帧的亮度值 $Y_{n-1}$ ,并且还可以存储当前帧的亮度值 $Y_n$ 。

[0394] 亮度比较单元230可以将当前帧 $F_n$ 的区段期间从亮度测量单元210施加的像素驱动数据RGB的亮度值 $Y_n$ 与从存储单元220施加的前一帧 $F_{n-1}$ 的亮度值 $Y_{n-1}$ 进行比较。结果,如果在当前帧 $F_n$ 的亮度值 $Y_n$ 和前一帧 $F_{n-1}$ 的亮度值 $Y_{n-1}$ 之间存在为预定值或更大值的差,则亮度比较单元230生成初始化电压电平控制信号VLC。

[0395] 初始化电压发生器240被提供有输入电压 $V_{in}$ ,该输入电压 $V_{in}$ 是从驱动系统(未示出)施加并且被转换为由定时控制器200驱动多个像素P所需的初始化电压 $V_{init}$ 。另外,初始化电压发生器240从初始化电压电平控制器230接收初始化电压电平控制信号VLC。然后,如果当前帧中的像素驱动数据RGB的亮度值 $Y_n$ 与前一帧中的亮度值 $Y_{n-1}$ 之间存在差值,则初始化电压发生器240将经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 施加到多个像素P。

[0396] 因此,经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 作为相当高的电压被施加到有机发光二极管OLED的阳极。即使像素驱动电路中的驱动TFT的源极节点的电压略微增加,电流 $I_{oled}$ 也可以以足够的亮度没有延迟地流动。

[0397] 此后,将描述被施加有经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 的像素驱动电路。

[0398] 图27是示出根据本公开的示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路的电路图。

[0399] 参照图27,像素P包括有机发光二极管EL和像素驱动电路300,该像素驱动电路300包括六个晶体管和电容器并且被配置为驱动有机发光二极管EL。

[0400] 具体地,像素驱动电路300包括驱动晶体管DT、第一开关晶体管T1至第五开关晶体管T5、以及存储电容器 $C_{st}$ 。

[0401] 驱动TFT DT包括作为连接到存储电容器 $C_{st}$ 的节点的第一节点N1的栅极节点、作为与第二开关TFT T2和第三开关TFT T3电连接的第二节点N2的漏极节点、以及作为与第一开关TFT T1和第四开关TFT T4电连接的第三节点N3的源极节点。

[0402] 具体地,驱动TFT DT的漏极节点与VDD线电连接。因此,如果第二开关TFT T2和第三开关TFT T3导通,则驱动TFT DT的栅极节点存储高电位电压VDD。

[0403] 另外,当第一开关TFT T1导通时,数据电压 $V_{data}$ 被供应给驱动TFT DT的源极节点。当第二开关TFT T2导通时,驱动TFT DT的源极节点的数据电压 $V_{data}$ 被供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0404] 具体地,如果第二开关TFT T2导通,则作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2和作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1彼此连接。因此,根据二极管连接方法,驱动TFT DT的 $V_{gs}$ 变成驱动TFT DT的 $V_{th}$ 。因此,如果第一开关TFT T1导通并且数据电压 $V_{data}$ 被供应给驱动TFT DT的源极节点,则 $V_{data} + V_{th}$ 被供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0405] 驱动TFT DT的源极节点电连接到有机发光二极管。具体地,驱动TFT DT的源极节

点连接到作为第四节点N4的第四开关TFT T4的漏极节点。另外,驱动TFT DT的源极节点与有机发光二极管的阳极电连接,并且电连接到第一开关TFT T1的源极节点。

[0406] 如果第四开关TFT T4、驱动TFT DT和第三开关TFT T3导通,则驱动TFT DT被供应有高电位电压VDD并且向有机发光二极管OLED供应驱动电流。因此,有机发光二极管发光。

[0407] 第一开关TFT T1包括连接到SCAN2线的栅极节点、连接到数据线的漏极节点、以及连接到作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3的源极节点。

[0408] 因此,第一开关TFT T1响应于第二扫描信号SCAN2而导通或截止。也就是说,如果处于高状态的第二扫描信号SCAN2被供应给第一开关TFT T1的栅极节点,则数据电压Vdata从第一开关TFT T1的漏极节点被供应给作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3。

[0409] 第二开关TFT T2包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的漏极节点和第三开关TFT T3的源极节点的漏极节点、以及连接到驱动TFT DT的栅极节点的源极节点。另外,第二开关TFT T2的源极节点连接到存储电容器Cst的节点。

[0410] 因此,第二开关TFT T2响应于第一扫描信号SCAN1而导通或截止。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第二开关TFT T2导通。因此,第二开关TFT T2将作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2的电压传送到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1的电压。

[0411] 另外,第n发光控制信号EM[n]作为DC电压被供应给第三开关TFT T3的栅极节点,直到它从高状态下降到低状态为止。当第二开关TFT T2导通时,仅将高电位电压VDD供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1。

[0412] 第三开关TFT T3包括连接到EM[n]线的栅极节点、连接到VDD线的漏极节点和连接到驱动TFT DT的漏极节点的源极节点。

[0413] 因此,第三开关TFT T3可以响应于第n发光控制信号EM[n]而导通或截止。也就是说,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第三开关TFT T3导通以将高电位电压VDD从源极节点供应给作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N2。

[0414] 然后,如果第n发光控制信号EM[n]处于高状态,则第三开关TFT T3将高电位电压VDD供应给驱动TFT DT的漏极节点,并且驱动TFT DT的漏极和源极之间的电流(此后被称为“Ids”)流入有机发光二极管。因此,驱动TFT DT依据数据电压Vdata调节有机发光二极管中的电流的量。

[0415] 第四开关TFT T4包括连接到EM[n-1]线的栅极节点、连接到驱动TFT DT的源极节点的漏极节点和连接到有机发光二极管的阳极的源极节点。因此,第四开关TFT T4可以响应于第n-1发光控制信号EM[n-1]而导通。

[0416] 也就是说,如果第n-1发光控制信号EM[n-1]在连接区段期间处于高状态,则第四开关TFT T4导通。因此,作为驱动TFT DT的源极节点的第三节点N3和作为第四开关TFT T4的源极节点的第四节点N4彼此连接。

[0417] 因此,如果第四开关TFT T4响应于第n-1发光控制信号EM[n-1]而导通,则第三节点N3的电压Vdata被供应给第四节点N4。

[0418] 如果第四开关TFT T4、驱动TFT DT和第三开关TFT T3在发光周期期间导通,则高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT,并且驱动电流Ids被供应给有机发光二极管。因此,有机发光二极管发光。

[0419] 参照图27,第五开关TFT T5包括连接到SCAN1线的栅极节点、连接到经调节的初始化(c-Vinit)线的源极节点、以及连接到存储电容器Cst的节点和作为有机发光二极管的阳极的第四节点N4的漏极节点。

[0420] 在初始化周期期间,第五开关TFT T5可以响应于第一扫描信号SCAN1而导通。也就是说,如果第一扫描信号SCAN1处于高状态,则第五开关TFT T5导通,以将经调节的初始化电压c-Vinit供应给第四节点N4。

[0421] 因此,如果第五开关TFT T5响应于第一扫描信号SCAN1而导通,则经调节的初始化电压c-Vinit被供应给第四节点N4。因此,在有机发光二极管上写入的数据电压Vdata被初始化。

[0422] 例如,在有机发光二极管的阳极中生成的寄生电容CEL导致有机发光二极管的发光中涉及的电流Ioled的时间延迟。因此,即使经调节的初始化电压c-Vinit被施加到有机发光二极管的阳极并且低电压被施加到驱动TFT DT的源极节点,用于驱动有机发光二极管的电流Ioled也没有时间延迟地流动。

[0423] 因此,流入有机发光二极管的电流Ioled快速移动,使得可以实现没有亮度差的OLED装置。

[0424] 存储电容器Cst存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压。在这种情况下,存储电容器Cst的节点连接到作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N1,而存储电容器Cst的另一节点连接到与有机发光二极管的阳极电连接的第四节点N4。

[0425] 也就是说,存储电容器Cst电连接到第一节点N1和第四节点N4,并且存储要施加到驱动TFT DT的栅极节点的电压与要施加到有机发光二极管的阳极的电压之间的电压差。

[0426] 具体地,当第一开关TFT T1和第二开关TFT T2导通时,存储电容器Cst的一节点被施加有Vdata+Vth。当第五开关TFT T5导通时,存储电容器Cst的另一节点被施加有初始化电压Vinit。因此,充入存储电容器Cst中的电压等于Vdata+Vth-Vinit。

[0427] 图28是示出到输入到图27中所示的像素驱动电路300中的信号和结果的输出信号的波形图。为了便于解释,此后将提及图27和图28。

[0428] 参照图28,刷新周期包括初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5。刷新周期可以设置为约1个水平周期(1H)。在刷新周期期间,将数据写入像素阵列中的与水平线对齐的像素上。具体地,在刷新周期期间,像素驱动电路300中的驱动TFT DT的阈值电压Vth被采样,并且数据电压Vdata被阈值电压Vth补偿。因此,数据电压Vdata被补偿并写入到像素上,以便独立于阈值电压Vth来确定有机发光二极管中的电流的量。

[0429] 参照图28,数据电压Vdata被写入到通过初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5并且设置在水平线上的每个像素上。然后,每个像素发光。

[0430] 图28示出了初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5中的每一个被维持达相同的持续时间。然而,根据示例性实施方式,可以以各种方式改变初始化周期t1、采样周期t2、电压保持区段t3、连接区段t4和发光周期t5中的每一个的持续时间。例如,电压保持区段t3可以比其它区段短。

[0431] 首先,当初始化周期t1开始时,第一扫描信号SCAN1上升到高状态并且第二扫描信号SCAN2维持在低状态。同时,在初始化周期t1期间,第n-1发光控制信号EM[n-1]也维持在

低状态,并且第n发光控制信号EM[n]从高状态下降到低状态。

[0432] 因此,在初始化期间t<sub>1</sub>期间,第二开关TFT T<sub>2</sub>和第五开关TFT T<sub>5</sub>导通,并且第一开关TFT T<sub>1</sub>和第四开关TFT T<sub>4</sub>截止。另外,第三开关TFT T<sub>3</sub>仅在第n发光控制信号EM[n]处于高状态的区段中导通。当第n发光控制信号EM[n]下降到低状态时,第三开关TFT T<sub>3</sub>截止。

[0433] 因此,通过第五开关TFT T<sub>5</sub>将经调节的初始化电压c-Vinit供应给第四节点N<sub>4</sub>。当第三开关TFT T<sub>3</sub>导通时,高电位电压VDD通过第二开关TFT T<sub>2</sub>被供应给第一节点N<sub>1</sub>。

[0434] 也就是说,由于经调节的初始化电压c-Vinit被供应给有机发光二极管的阳极,在前一帧期间写入有机发光二极管上的数据电压Vdata被初始化为经调节的初始化电压c-Vinit。另外,高电位电压VDD被供应给驱动TFT DT的栅极节点。

[0435] 另外,第n发光控制信号EM[n]作为DC电压被供应给第三开关TFT T<sub>3</sub>的栅极节点,直到它从高状态下降到低状态为止,使得第三开关TFT T<sub>3</sub>导通。然后,将高电位电压VDD供应给作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N<sub>1</sub>。

[0436] 在采样周期t<sub>2</sub>期间,第一扫描信号SCAN1维持在高状态,第二扫描信号SCAN2上升到高状态。在采样周期t<sub>2</sub>期间,第n发光控制信号EM[n]和第n-1发光控制信号EM[n-1]全部都维持在低状态。

[0437] 因此,在采样周期t<sub>2</sub>期间,第一开关TFT T<sub>1</sub>、第二开关TFT T<sub>2</sub>和第五开关TFT T<sub>5</sub>导通,并且第三开关TFT T<sub>3</sub>和第四开关TFT T<sub>4</sub>截止。

[0438] 因此,通过第一开关TFT T<sub>1</sub>将数据电压Vdata供应给第三节点N<sub>3</sub>。

[0439] 另外,当第三开关TFT T<sub>3</sub>截止时,停止向第一节点N<sub>1</sub>供应高电位电压VDD。然后,当驱动TFT DT和第二开关TFT T<sub>2</sub>导通时,供应给第三节点N<sub>3</sub>的数据电压Vdata被供应给连接到存储电容器Cst的节点的第一节点N<sub>1</sub>。

[0440] 具体地,由于第三开关TFT T<sub>3</sub>截止,因此第一节点N<sub>1</sub>的电压从高电位电压VDD降低到数据电压Vdata。通过扫描这样的电压改变,可以检查驱动TFT DT的阈值电压V<sub>th</sub>。结果,在采样周期t<sub>2</sub>期间,驱动TFT DT的阈值电压V<sub>th</sub>可以被采样。

[0441] 因此,当第三开关TFT T<sub>3</sub>截止并且第二开关TFT T<sub>2</sub>导通时,作为驱动TFT DT的漏极节点的第二节点N<sub>2</sub>和作为驱动TFT DT的栅极节点的第一节点N<sub>1</sub>彼此连接。因此,驱动TFT DT的V<sub>gs</sub>被采样为驱动TFT DT的V<sub>th</sub>。

[0442] 另外,当第五开关TFT T<sub>5</sub>导通时,经调节的初始化电压c-Vinit被供应给第四节点N<sub>4</sub>。当第一开关TFT T<sub>1</sub>和第二开关TFT T<sub>2</sub>导通时,Vdata+V<sub>th</sub>被供应给第一节点N<sub>1</sub>。结果,存储电容器Cst存储Vdata+V<sub>th</sub>-c-Vinit。

[0443] 因此,在采样周期t<sub>2</sub>期间,第一节点N<sub>1</sub>和第二节点N<sub>2</sub>的电压等于Vdata+V<sub>th</sub>,第三节点N<sub>3</sub>的电压等于Vdata,并且第四节点N<sub>4</sub>的电压等于经调节的初始化电压c-Vinit。

[0444] 然后,当电压保持区段t<sub>3</sub>开始时,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2下降至低状态,并且第n发光控制信号EM[n]和第n-1发光控制信号EM[n-1]维持在低状态。

[0445] 因此,在电压保持区段t<sub>3</sub>期间,开关TFT T<sub>1</sub>至T<sub>5</sub>全部都截止。因此,在采样周期t<sub>2</sub>中被采样或写入的第一节点N<sub>1</sub>至第五节点N<sub>5</sub>分别是浮置的,并且每个节点的电压保持不变。

[0446] 具体地,在其中像素中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素中的驱动TFT DT被配置为LTPS TFT的OLED装置中,像素驱动电路200更适合于低速驱动。

[0447] 具体地,被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT具有非常低的关断电流,并因此适合于在电压保持区段t3期间保持第一节点N1至第五节点N5的电压。

[0448] 也就是说,在被配置为氧化物半导体TFT的开关TFT中,关断电流在电压保持区段t3期间非常低,使得第一节点N1至第五节点N5的电压不被降低而被保持。

[0449] 因此,如果本公开的像素P中的开关TFT被配置为氧化物半导体TFT并且像素P中的驱动TFT DT被配置为LTPS TFT,则即使在低速驱动中关断电流也较低。因此,在电压保持区段t3期间,各节点的电压可以被几乎没有降低地保持。

[0450] 在连接区段t4期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当连接区段t4开始时,第n-1发光控制信号EM[n-1]上升到高状态并且第n发光控制信号EM[n]维持在低状态。

[0451] 因此,在连接区段t4期间,仅第四开关TFT T4导通,并且第一开关TFT T1、第二开关TFT T2、第三开关TFT T3和第五开关TFT T5全部都截止。因此,由于第四开关TFT T4导通,第三节点N3和第四节点N4彼此电连接,并且在第三节点N3中保持的Vdata被供应给第四节点N4。

[0452] 在发光周期t5期间,第一扫描信号SCAN1和第二扫描信号SCAN2维持在低状态。当发光周期t5开始时,第n发光控制信号EM[n]上升,然后在发光周期t5期间保持在高状态。

[0453] 另外,第n-1发光控制信号EM[n-1]也维持在高状态。因此,在发光周期t5期间,第一开关TFT T1、第二开关TFT T2和第五开关TFT T5截止,并且第三开关TFT T3和第四开关TFT T4导通。

[0454] 另外,驱动TFT DT也通过直至连接区段t4时已经被存储在第一节点N1中的Vdata+Vth导通。因此,从VDD线到有机发光二极管形成了用于驱动电流流动的路径。

[0455] 也就是说,在发光周期t5期间,Ioled通过导通的驱动TFT DT、第三开关TFT T3和第四开关TFT T4流动到有机发光二极管。

[0456] 根据本公开的示例性实施方式,具有比现有技术的初始化电压高的电压值的经调节的初始化电压c-Vinit被输入到第四节点N4。因此,连接到有机发光二极管的阳极的第四节点N4的电压用于使流入有机发光二极管的电流Ioled的延迟最小化。

[0457] 具体地,由于输入到第四节点N4的经调节的初始化电压c-Vinit,有机发光二极管的阳极具有相当高的电压。因此,有机发光二极管需要更低的驱动电压来发光。因此,输入到驱动TFT DT的源极节点的低电压可以生成具有足够的亮度的Ioled。

[0458] 图29是示出依据初始化电压的改变的比较示例和示例的亮度改变的曲线图。

[0459] 图29示出了根据比较示例和示例的在达到适当亮度之前的Ioled延迟区段的改变。本文中,图29是示出亮度根据时间的改变的曲线图。在图29中,时间始于当初始化电压被供应给像素驱动电路时。

[0460] 参照图29,比较示例是输入到根据现有技术的OLED装置中的像素驱动电路300的初始化电压Vinit。示例是输入到根据图27所示的示例性实施方式的OLED装置中的像素驱动电路300中的经调节的初始化电压c-Vinit。另外,参照图29,与示例相比,比较示例中的Ioled在达到特定亮度之前具有非常长的时间延迟。

[0461] 参照图29,施加到根据本公开的示例的像素驱动电路300的经调节的初始化电压c-Vinit显示了仅当图像数据RGB的亮度低于预定亮度时,初始化电压Vinit增加并且然后

施加到像素驱动电路。

[0462] 也就是说,在施加发光控制信号之前,根据示例的初始化电压 $V_{init}$ 高于根据比较示例的初始化电压 $V_{init}$ 。本文中,比较示例可以是与图像数据RGB的亮度无关地施加恒定的初始化电压 $V_{init}$ 的情况或者图像数据RGB的亮度高于预定亮度的情况。

[0463] 根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的定时控制器可以在输入图像数据RGB的亮度值低于预定亮度时将初始化电压 $V_{init}$ 增加到具有不发生闪烁现象的亮度值。

[0464] 也就是说,在亮度值低于预定亮度的区段期间,初始化电压 $V_{init}$ 增加以提升连接到有机发光二极管的阳极的像素驱动电路300的第四节点 $N_4$ 的电压。因此,能够抑制闪烁现象。

[0465] 具体地,在包括多类型TFT的OLED装置中,随着初始化电压 $V_{init}$ 增加,可以增加被配置为氧化物半导体TFT的多个开关TFT的功耗。然而,通过仅当亮度降低并且发生闪烁现象时暂时增加初始化电压 $V_{init}$ ,能够抑制功耗的增加。因此,能够使OLED装置的功耗最小化,并且能够减少闪烁现象。

[0466] V. 使用初始化电压 $V_{init}$ 的外部补偿 (2)

[0467] 图30是示出根据本公开的示例性实施方式的输入到像素驱动电路的信号和黑色亮度的改变的波形图。另外,图31是示出根据比较示例和示例的在刷新周期期间对黑色亮度的识别的曲线图。

[0468] 像素驱动电路具有与图27所示的基本相同的结构。因此,此后将提及图27。

[0469] 如果经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 增加到高于预定电压,则可以增加根据本公开的示例性实施方式的OLED装置的黑色亮度。具体地,随着经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 增加,黑色亮度在初始化周期比在其它区段大幅增加。

[0470] 因此,在初始化周期中,黑色亮度可以被增加为使得能够在特定的经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 处识别闪烁。

[0471] 也就是说,如果使用经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ ,则有机发光二极管中的驱动电压增加,因此减小流入有机发光二极管的电流 $I_{oled}$ 的延迟。因此,能够减少闪烁现象。然而,如果调整后的初始化电压 $c-V_{init}$ 高于预定电压,则黑色亮度增加。因此,闪烁现象可能再次发生或可能增加。

[0472] 换句话说,可能存在能够减少闪烁现象的经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 的余量。因此,提出以下驱动方法来抑制由在增加经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 的同时黑色亮度的增加而导致的闪烁现象。

[0473] 参照图27和图30,具有6T1C结构的像素驱动电路中的整个初始化周期被划分。整个初始化周期被划分成第一初始化周期 $t_1$ 和第二初始化周期 $t_1'$ 。具体地,在整个初始化周期中的第一初始化周期 $t_1$ 期间,第一扫描信号SCAN1处于高状态,第二扫描信号SCAN2处于低状态。

[0474] 因此,在第一初始化周期 $t_1$ 期间,第一开关TFT T1和第四开关TFT T4截止,第二开关TFT T2、第三开关TFT T3和第五开关TFT T5导通。因此,经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 被供应给第四节点 $N_4$ 。同时,由于第 $n$ 发光控制信号处于高状态,高电位电压VDD被施加到第一节点 $N_1$ 和第二节点 $N_2$ 。

[0475] 参照图30,由于在第一初始化时段 $t_1$ 期间经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 被供应给

第四节点N4,流入有机发光二极管的电流可逐渐增加,亮度也可逐渐增加。

[0476] 因此,在整个初始化周期中,第二初始化周期 $t1'$ 被设定为使得由经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 增加的有机发光二极管的亮度不能被识别为闪烁。具体地说,在第二初始化周期 $t1'$ 期间,第一扫描信号SCAN1下降到低状态,以便经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 不被供应给第四节点N4。

[0477] 也就是说,在第二初始化周期 $t1'$ 期间,第一扫描信号SCAN1处于低状态,第二扫描信号SCAN2处于高状态。

[0478] 因此,在第二初始化周期 $t1'$ 期间,第一开关TFT T1导通,第二开关TFT T2、第三开关TFT T3、第四开关TFT T4和第五开关TFT T5截止。由于第二开关TFT T2和第五开关TFT T5全部都关闭,因此第四节点N4是浮置的并且经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 不被供应给第四节点N4。

[0479] 也就是说,在第二初始化周期 $t1'$ 期间,由经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 而导致的电流不流入有机发光二极管,并且有机发光二极管的亮度降低。在第一初始化周期 $t1$ 期间供应的经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 导致流入有机发光二极管的电流的增加和亮度的增加,这能够通过第二初始化周期 $t1'$ 中将第一扫描信号SCAN1的状态转换为低状态来抑制。

[0480] 这样,在整个初始化周期中,其中第一扫描信号SCAN1的状态被转换为低状态以抑制由经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 而导致的有机发光二极管的亮度增加的第二初始化周期 $t1'$ 可以被称为“初始化划分区段”。

[0481] 图30示出了初始化周期 $t1$ 和 $t1'$ 、采样周期 $t2$ 、电压保持区段 $t3$ 和连接区段 $t4$ 中的每一个具有相同的长度。然而,各个区段可以具有不同的长度。例如,电压保持区段 $t3$ 可以比其它区段短。

[0482] 参照图31,存在由于黑色亮度的增加而能够由人眼识别为闪烁的参考亮度。在比较示例中,在整个初始化周期 $t1$ 和 $t1'$ 以及采样周期 $t2$ 间的至少一些区段中存在比基准亮度高的亮度。

[0483] 此外,在示例中,黑色亮度在第一初始化周期 $t1$ 和采样周期 $t2$ 中暂时增加,但是不高于能被识别为闪烁的基准亮度。因此,它不能被识别为闪烁现象。

[0484] 具体地,如图30所示,初始化周期被划分成第一初始化周期 $t1$ 和第二初始化周期 $t1'$ 。因此,通过第一扫描信号SCAN1来抑制经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 到第四节点N4的供应。在第二初始化周期 $t1'$ 期间,经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 不被供应给第四节点N4,使得黑色亮度降低。因此,在图31所示的示例中,刷新周期期间的黑色亮度的最大值变得低于能够被识别为闪烁的参考亮度。

[0485] 根据本公开的示例性实施方式,在整个初始化周期 $t1$ 和 $t1'$ 中的作为初始化划分区段的第二初始化周期 $t1'$ 期间,有机发光二极管在第一扫描信号SCAN1下降至低状态的状态下被驱动。因此,第四节点N4是浮置的,并且经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 不再被供应给第四节点N4。因此,有机发光二极管的亮度降低。

[0486] 因此,在第二初始化周期 $t1'$ 期间,有机发光二极管的亮度暂时降低,并且在采样周期 $t2$ 期间,经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 通过第一扫描信号SCAN1被再次供应到第四节点N4。因此,有机发光二极管的亮度能够再次增加。

[0487] 也就是说,在第二初始化周期 $t_1'$ 期间,第一扫描信号SCAN1被控制为处于低状态。因此,能够抑制有机发光二极管的亮度在初始化周期和采样周期期间的累积增加。

[0488] 因此,在初始化周期和采样周期期间,通过第一扫描信号SCAN1来抑制可由第四节点N4的电压增加经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 而引起的黑色亮度的增加。因此,能够减少闪烁现象。另外,能够减少闪烁现象的经调节的初始化电压 $c-V_{init}$ 的余量能够被增加。

[0489] 本公开的示例性实施方式还能够被描述如下:

[0490] 根据本发明的一个方面,提供了一种有机发光显示器。该有机发光显示器包括:选通驱动电路,所述选通驱动电路被配置为通过连接到显示面板的多条选通线中的每一条供应选通信号;以及亮度控制单元,所述亮度控制单元设置在所述选通驱动电路和所述显示面板之间,并且电连接到电力供应线和所述多条选通线。所述亮度控制单元包括:第一开关元件,所述第一开关元件电连接到所述多条选通线中的每一条;第二开关元件,所述第二开关元件电连接在所述多条选通线中的每一条和所述电力供应线之间;以及亮度控制信号线,所述亮度控制信号线电连接到所述第一开关元件和所述第二开关元件。根据本公开的一个方面,在有机发光显示器中,在多个刷新周期期间以分发的方式向像素供应选通信号。因此,能够减少整个刷新周期期间像素的亮度下降。

[0491] 所述亮度控制单元还可包括反相器,所述反相器控制第一开关元件和第二开关元件彼此相反地操作。

[0492] 所述亮度控制信号线包括第一亮度控制信号线和第二亮度控制信号线。所述第一亮度控制信号线连接到第一开关元件的栅极,并且所述第二亮度控制信号线在连接到第一亮度控制信号线的反相器的输出节点处连接到第二开关元件的栅极。

[0493] 所述亮度控制信号线可向第一开关元件和第二开关元件供应亮度控制信号。

[0494] 所述亮度控制信号可控制连接到选通线的第一开关元件的操作以在特定刷新周期期间输出选通信号。

[0495] 亮度控制信号可控制第二开关元件的操作以在特定刷新周期期间输出选通低电压。

[0496] 所述亮度控制信号可控制是否输出用于所述多条选通线中的每一条的选通信号。

[0497] 根据本公开的另一方面,提供了一种有机发光显示器。该有机发光显示器包括亮度控制单元,所述亮度控制单元包括电力供应线的一部分以及电连接选通驱动电路和显示面板的多条选通线的一部分。所述亮度控制单元包括:第一开关元件,所述第一开关元件确定在预定时段期间是否向所述多条选通线中的每一条供应包括选通高电压的选通信号;第二开关元件,所述第二开关元件在预定时段期间向所述多条选通线中的每一条供应选通低电压;以及亮度控制信号线,所述亮度控制信号线与第一开关元件和第二开关元件电连接。根据本公开的另一方面,在有机发光显示器中,整个刷新周期期间像素的亮度下降被减少。因此,能够抑制显示面板上的闪烁现象并且还能够提高有机发光显示器的图像质量。

[0498] 所述亮度控制单元可以响应于被供应到所述亮度控制信号线的亮度控制信号而针对多个刷新周期中的每一个控制所述选通信号通过特定选通线进行输出。

[0499] 所述第一开关元件可以在起始电压处于高状态时将Q节点充电至高状态。

[0500] 所述亮度控制信号可以在多个刷新周期当中的第一刷新周期期间控制选通信号通过奇数编号的选通线进行输出,并且在所述多个刷新周期当中的第二刷新周期期间控制

选通信号通过偶数编号的选通线进行输出。

[0501] 所述亮度控制信号可控制是否输出选通信号,以便在所述多个刷新周期当中包括刷新消隐区段。

[0502] 尽管已经参照附图详细地描述了本公开的示例性实施方式,然而本公开不限于此并且可以在不脱离本公开的技术概念的情况下以许多不同的形式来实施。因此,本公开的示例性实施方式仅被提供用于说明目的,而不旨在限制本公开的技术概念。本公开的技术思想的范围不限于此。因此,应当理解的是,上面描述的实施方式在所有方面都是说明性的,并且不限制本公开。本公开的保护范围应当基于所附的权利要求来解释,并且其等同范围内的所有技术概念应当被解释为落入本公开的范围。

[0503] 相关申请的交叉引用

[0504] 本申请要求2016年6月30日在韩国知识产权局提交的韩国专利申请No.10-2016-0083057和2016年12月23日在韩国知识产权局提交的韩国专利申请No.10-2016-0178133的优先权,这些韩国专利申请通过引用并入到本文中。

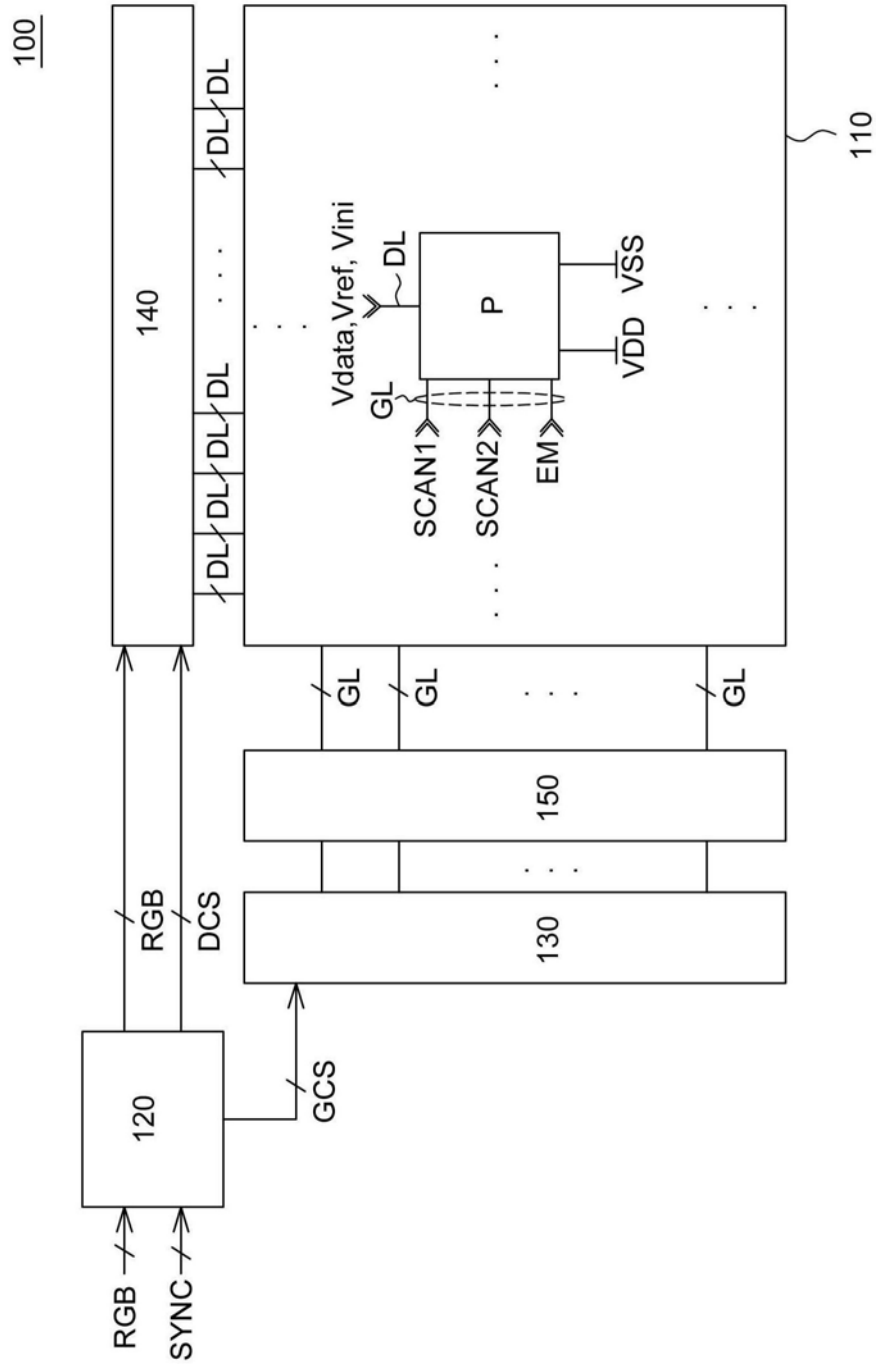


图1

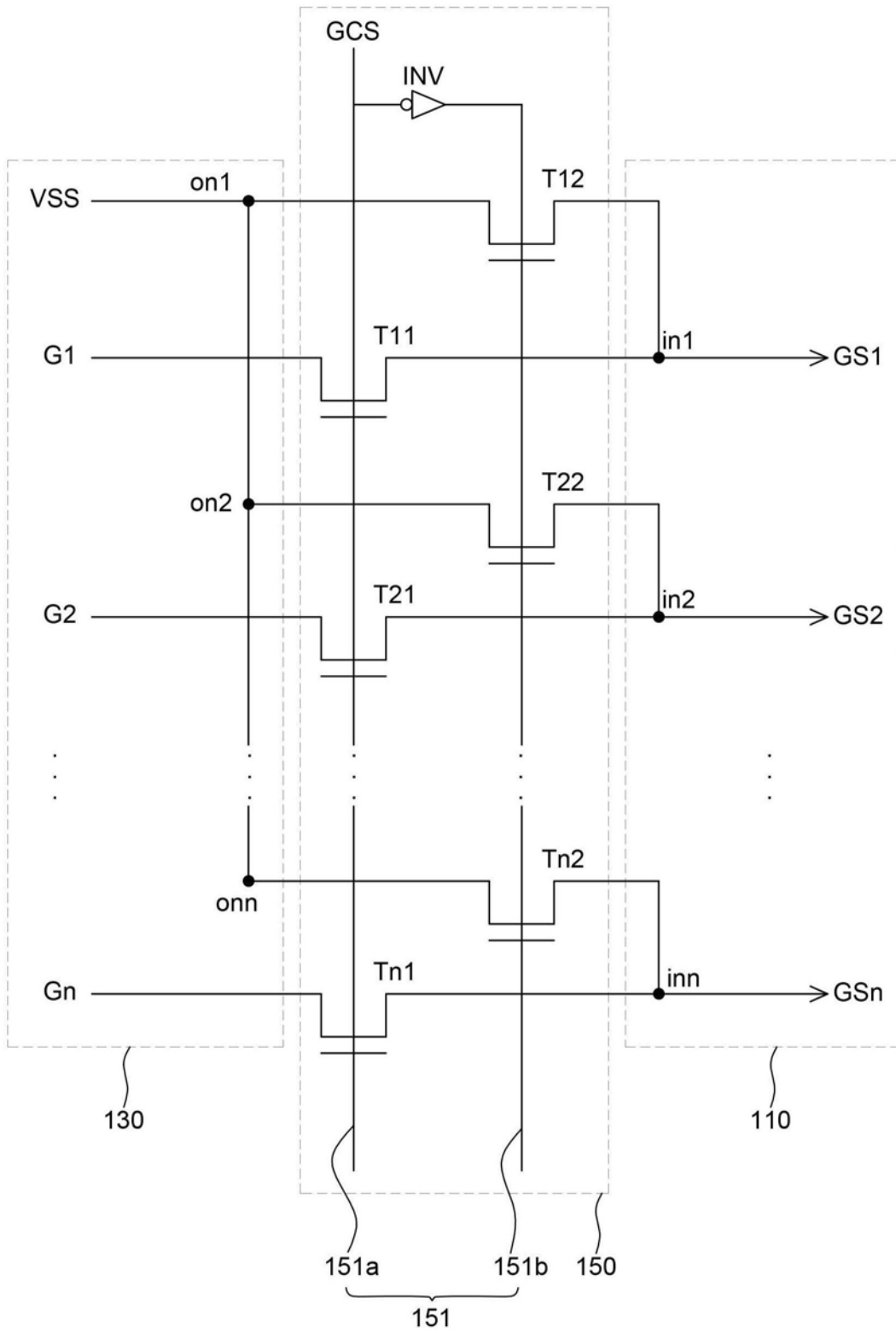


图2

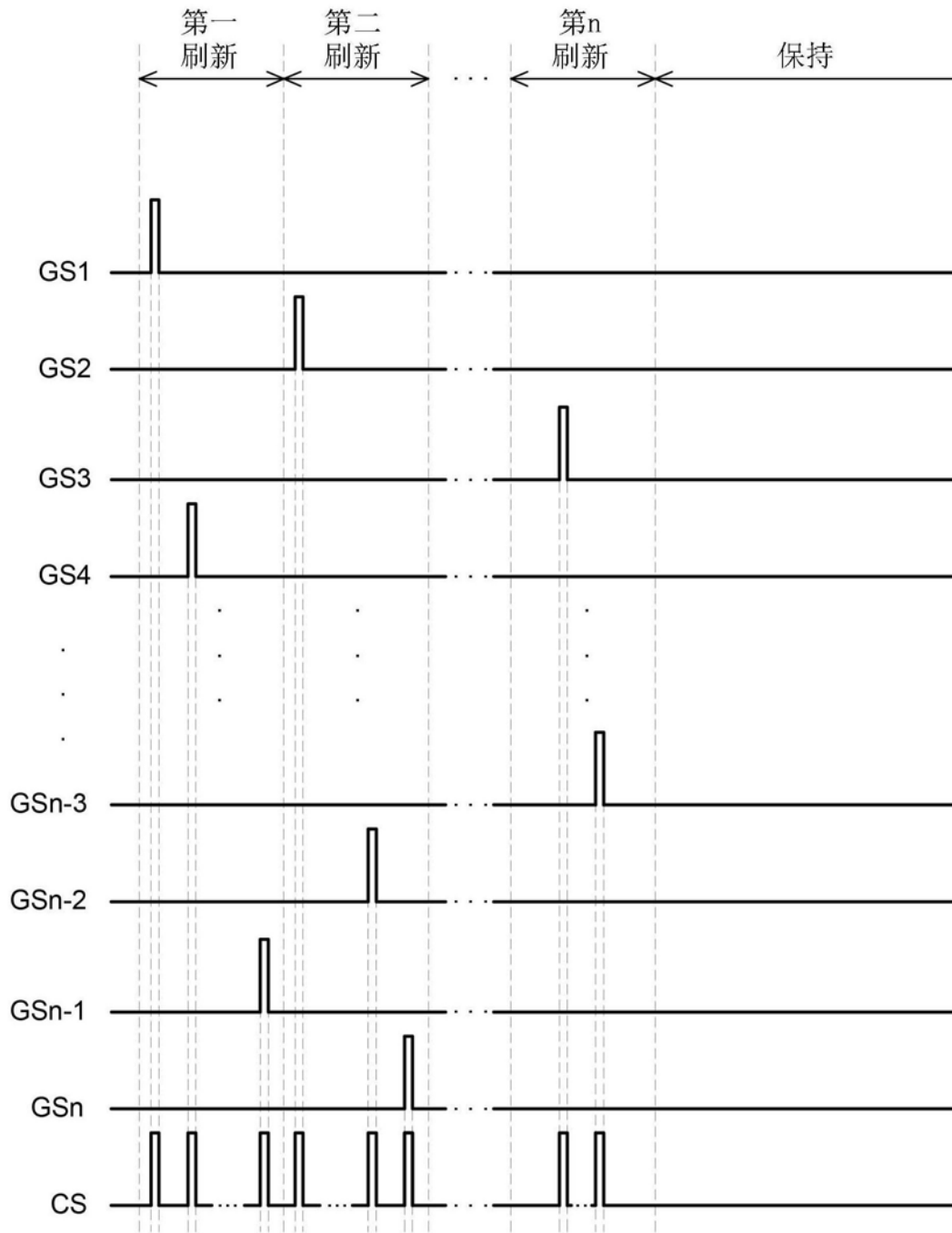


图3

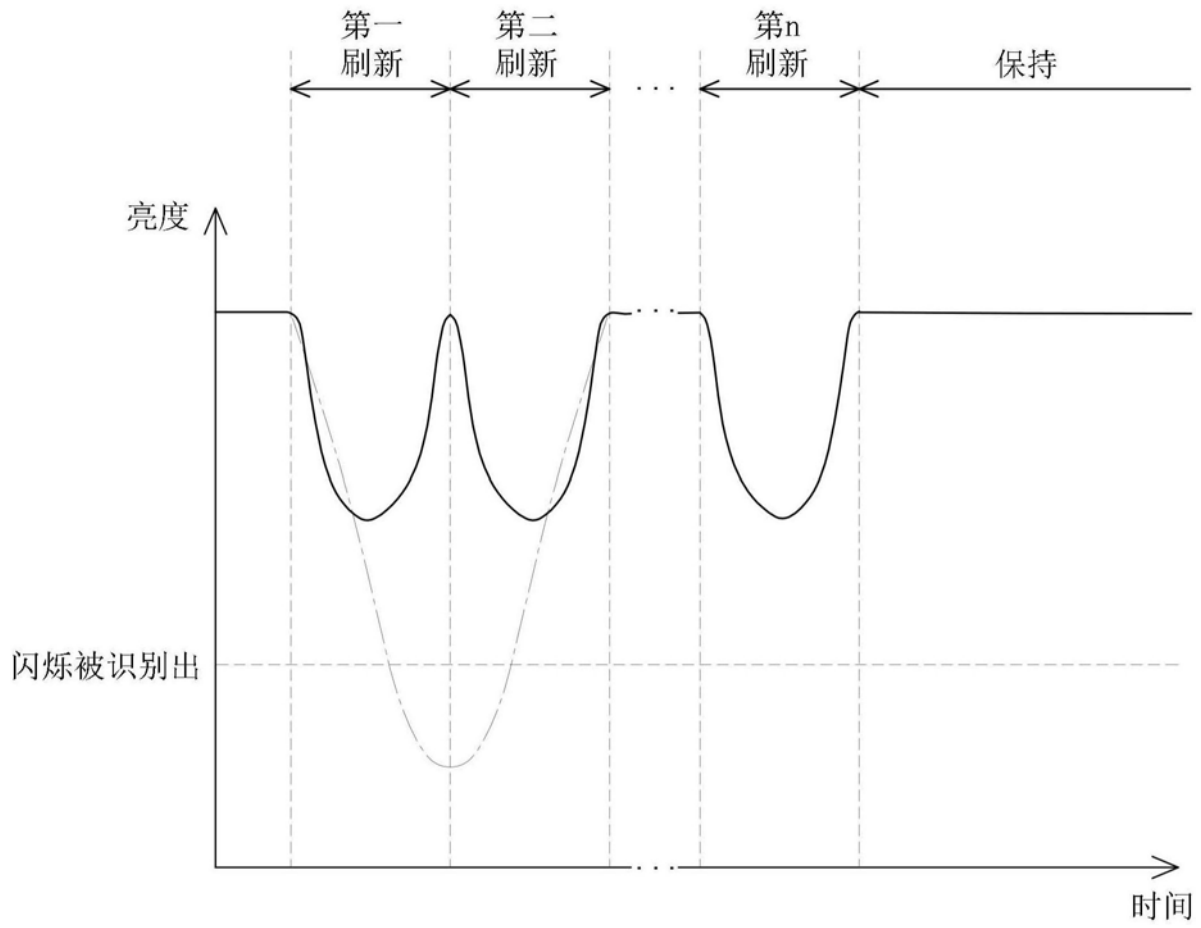


图4

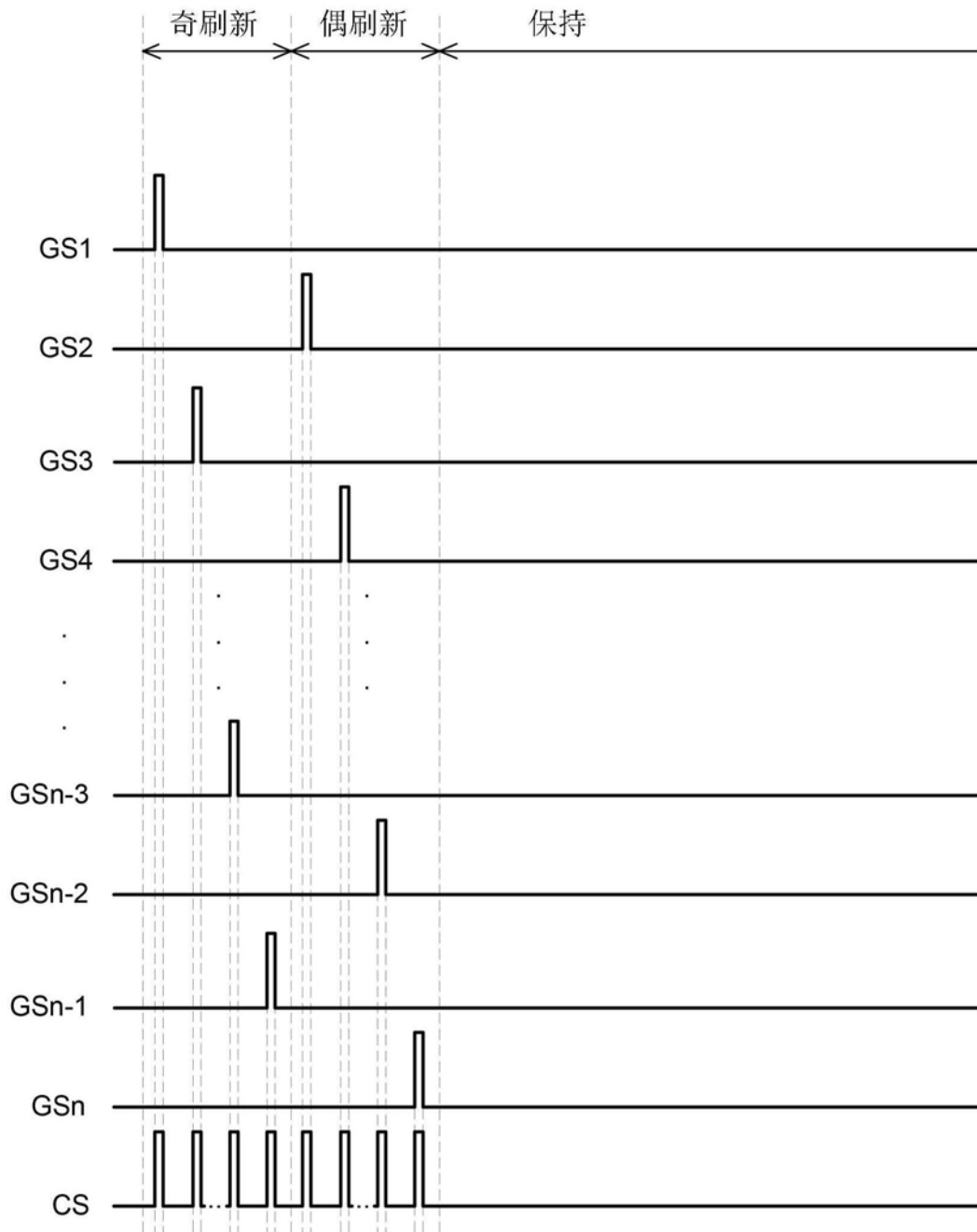


图5

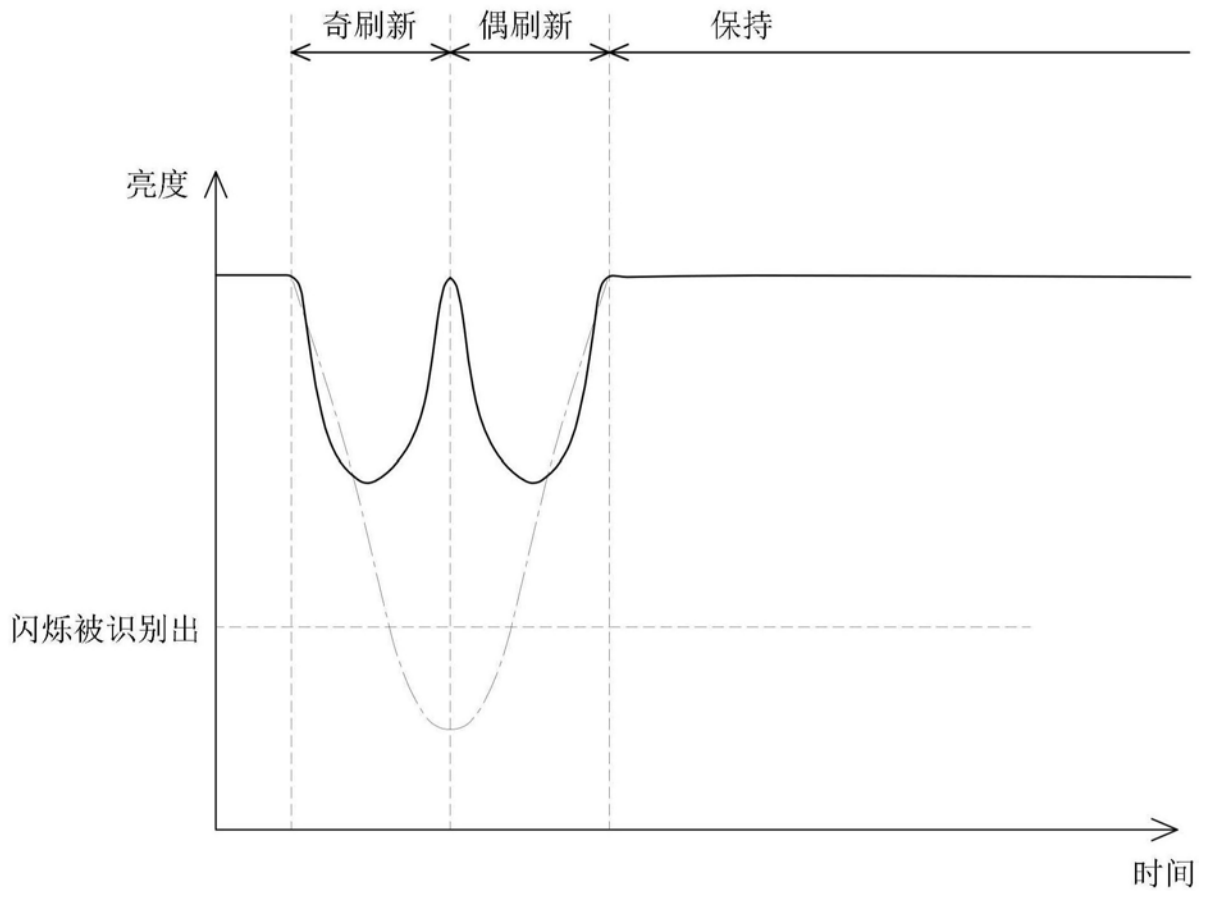


图6

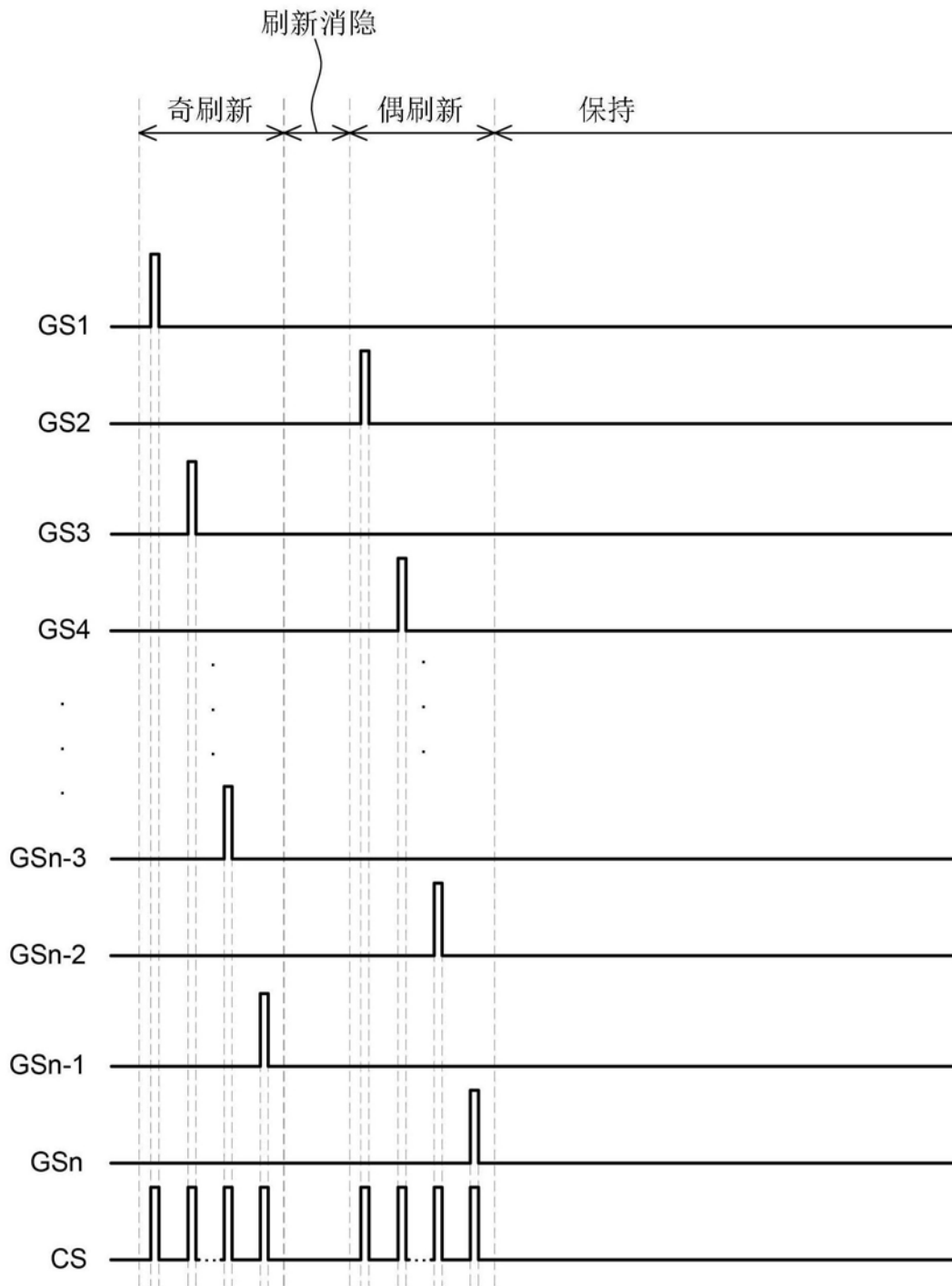


图7

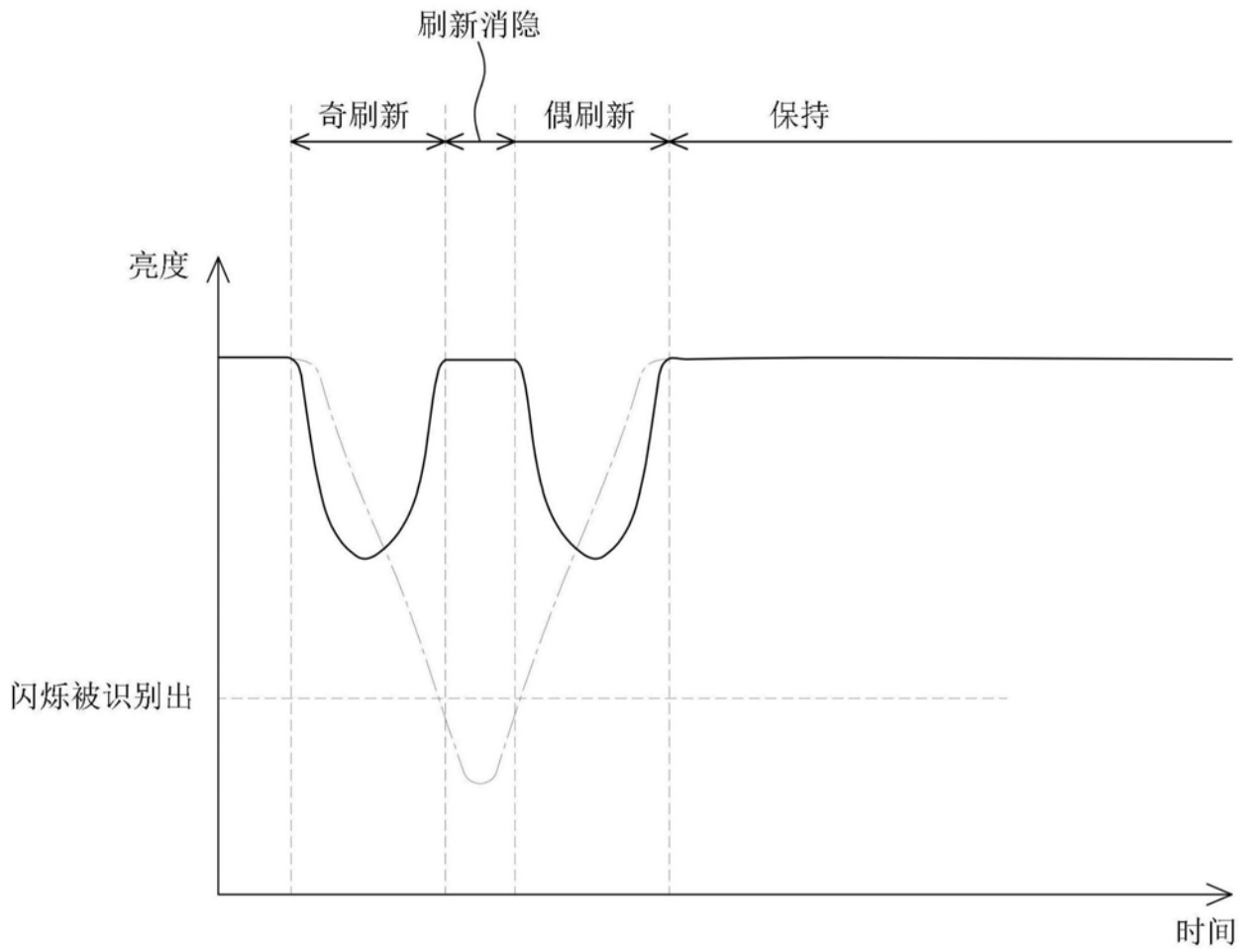


图8

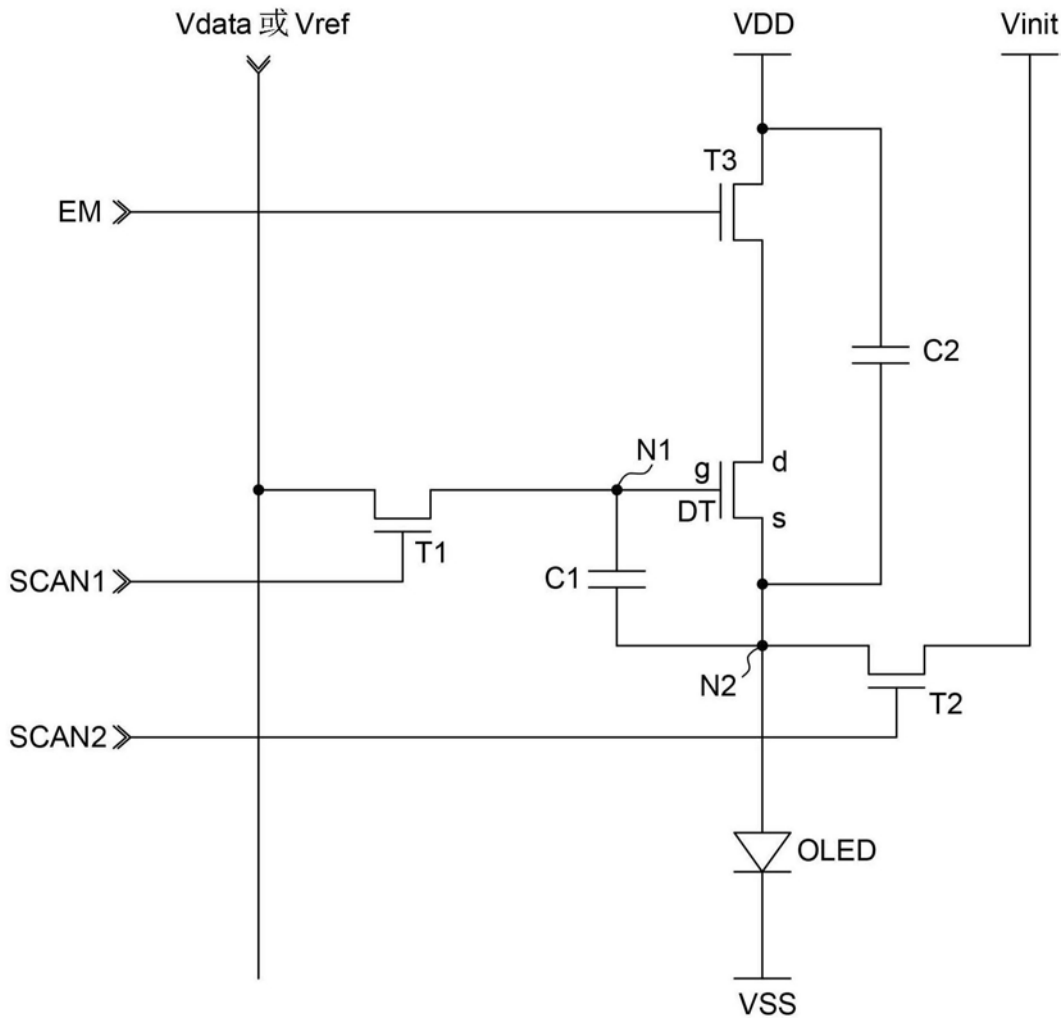


图9

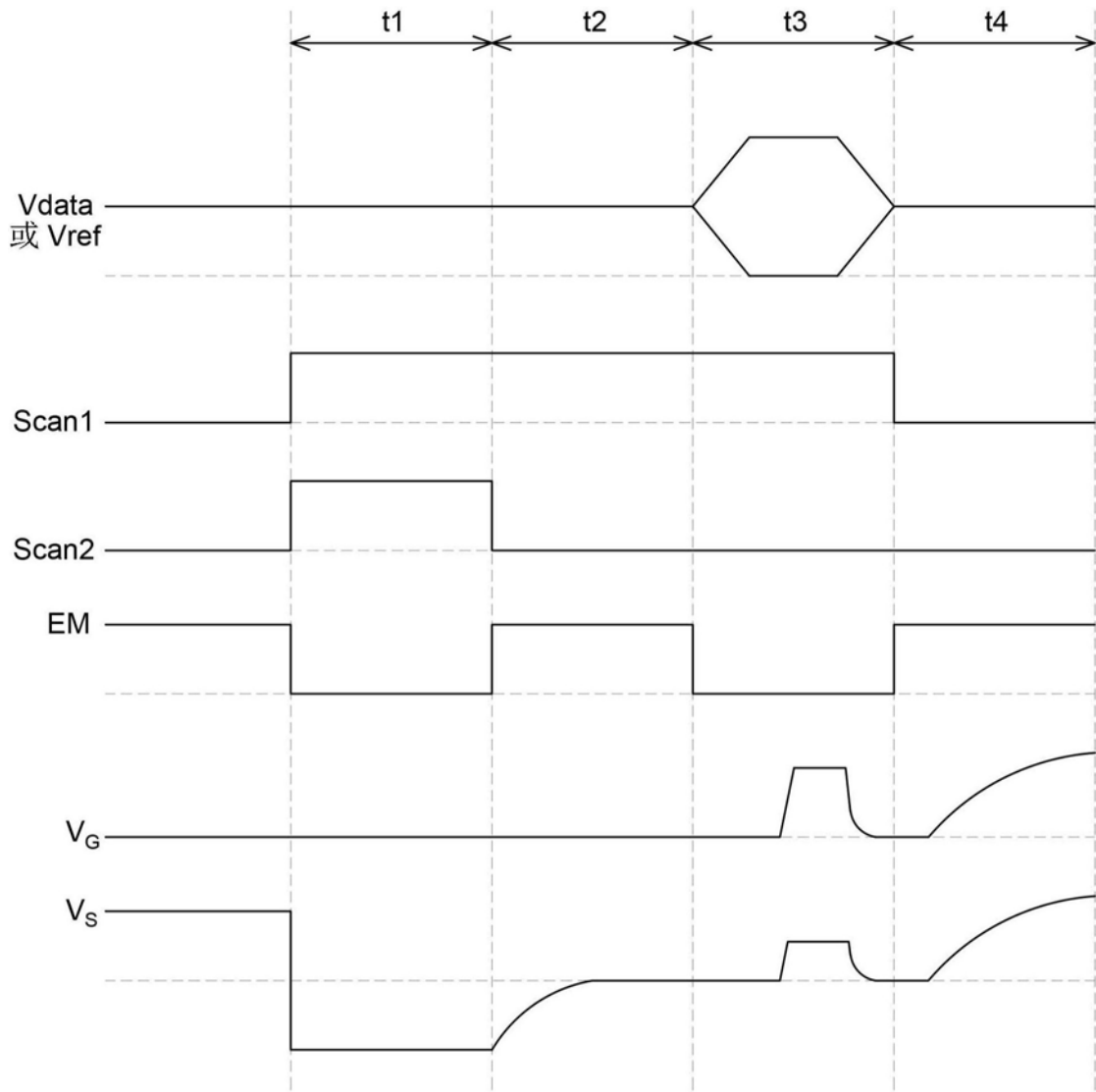


图10

1000

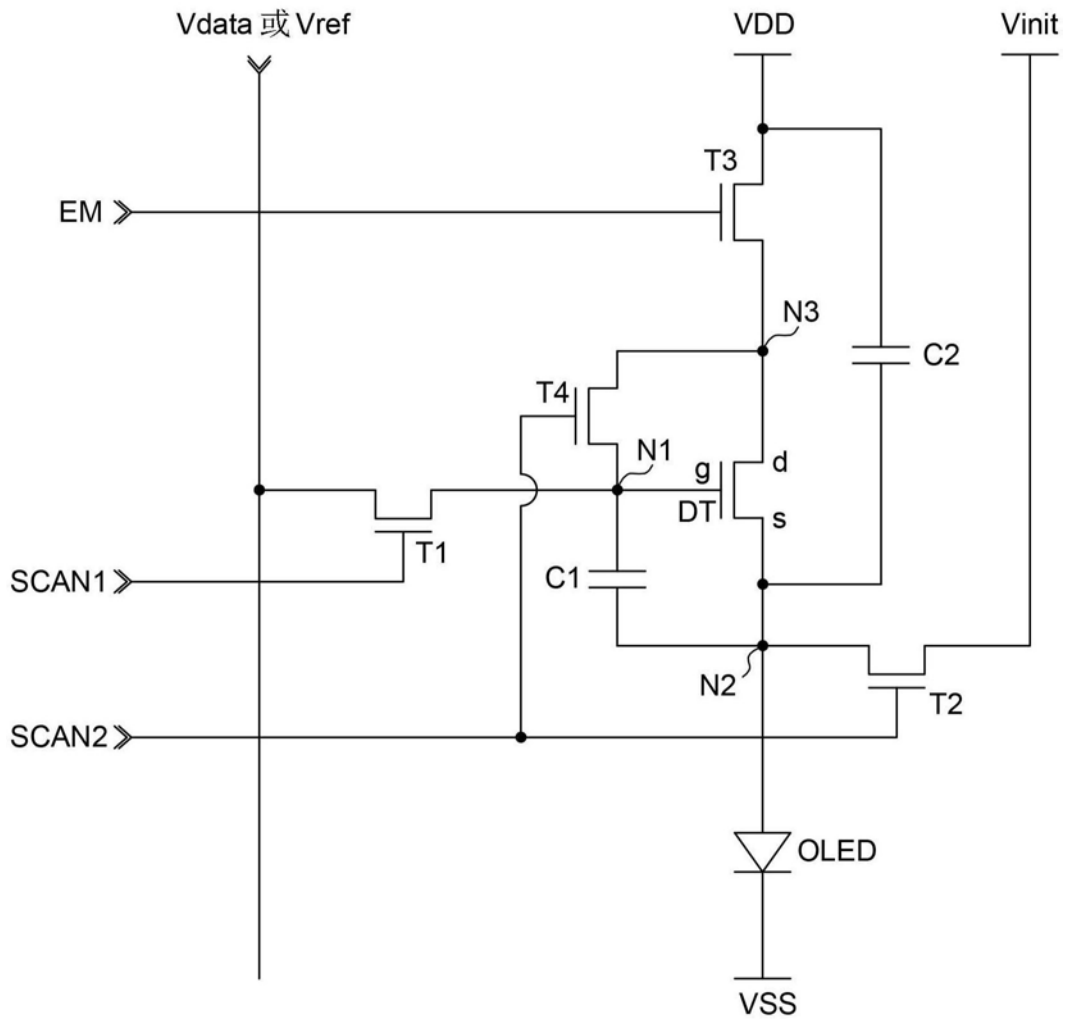


图11

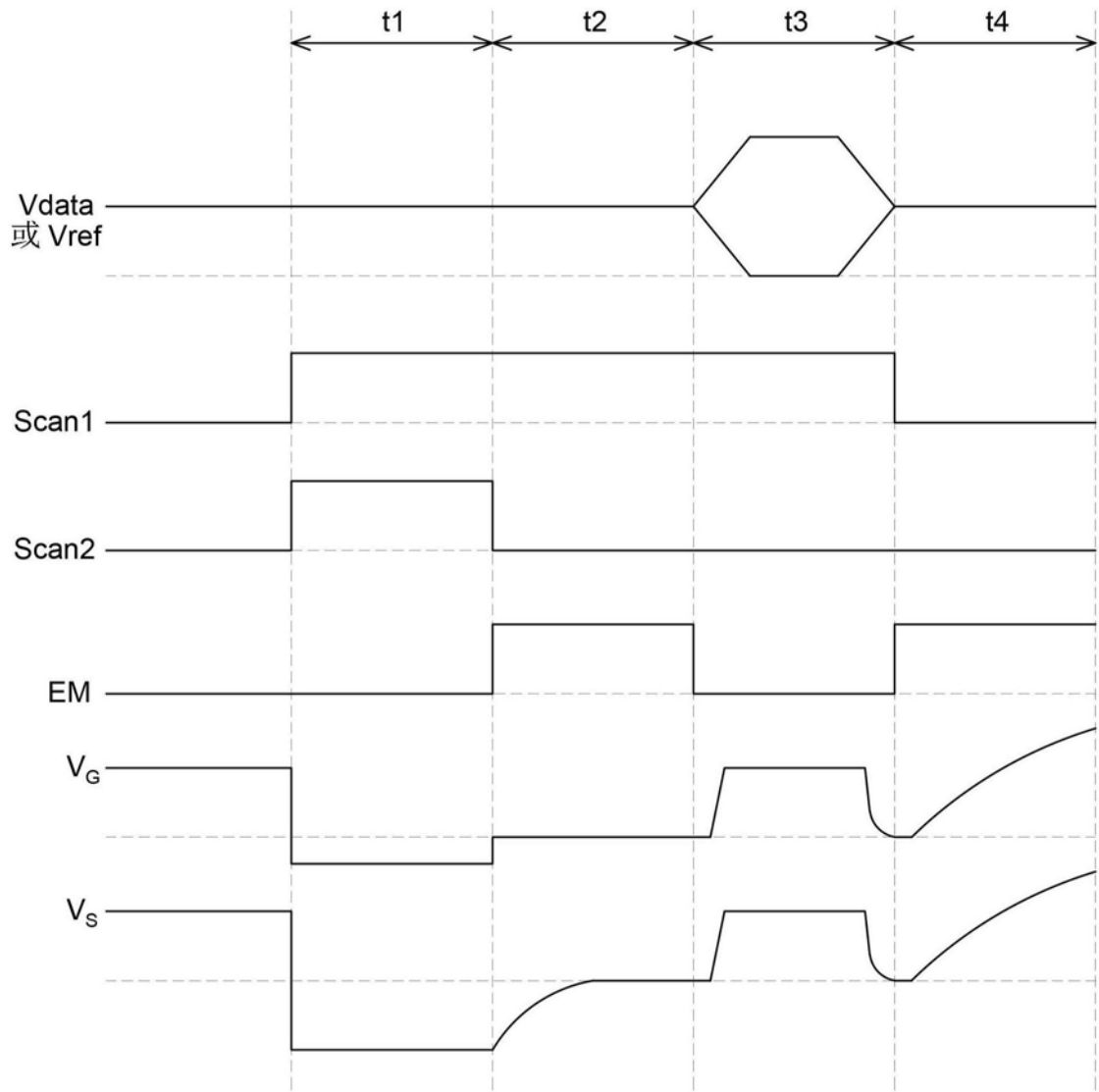


图12

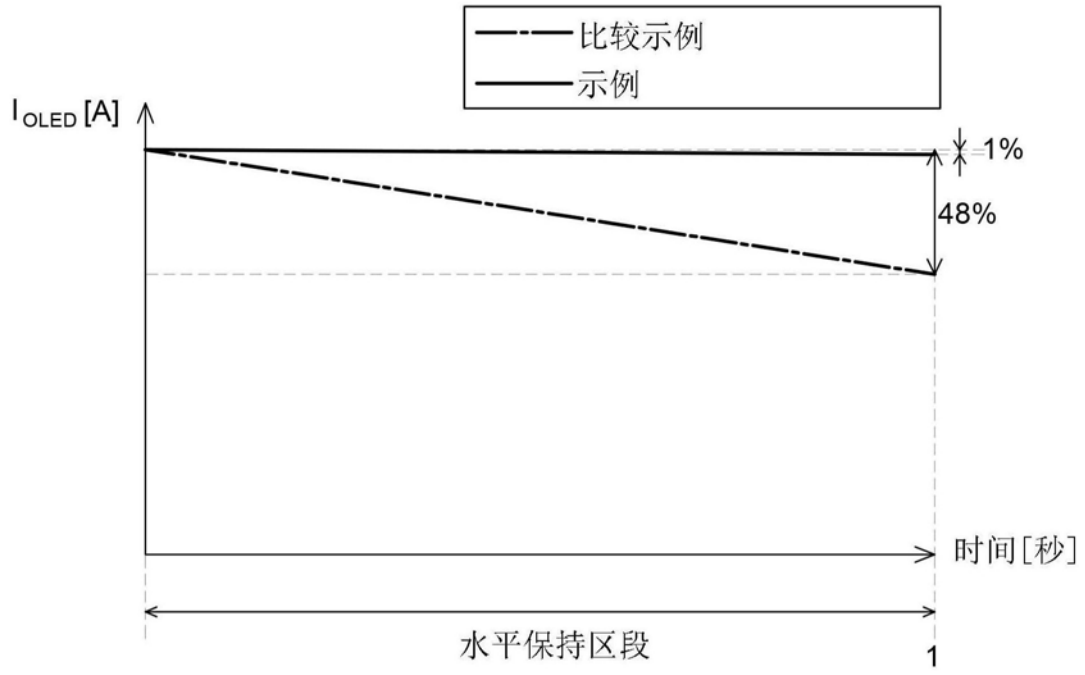


图13

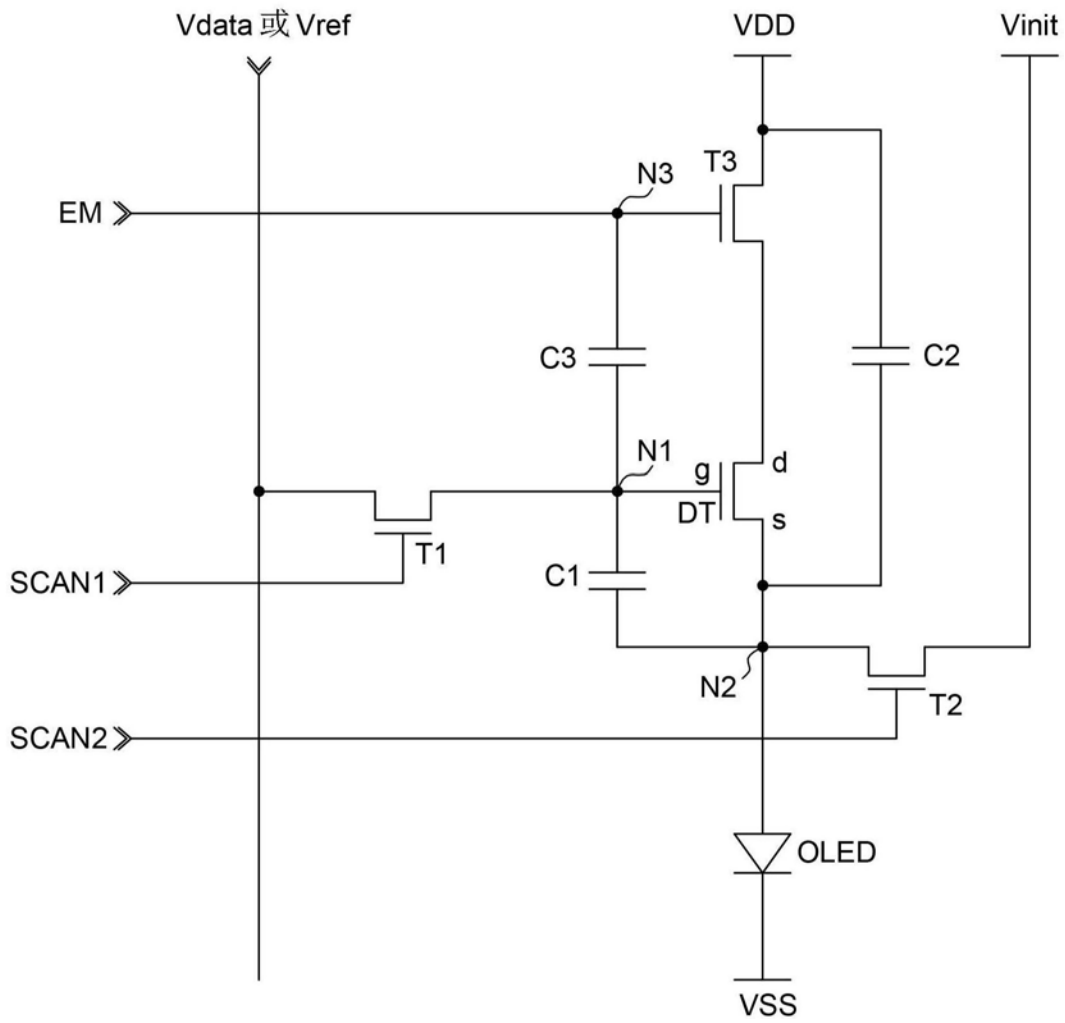


图14

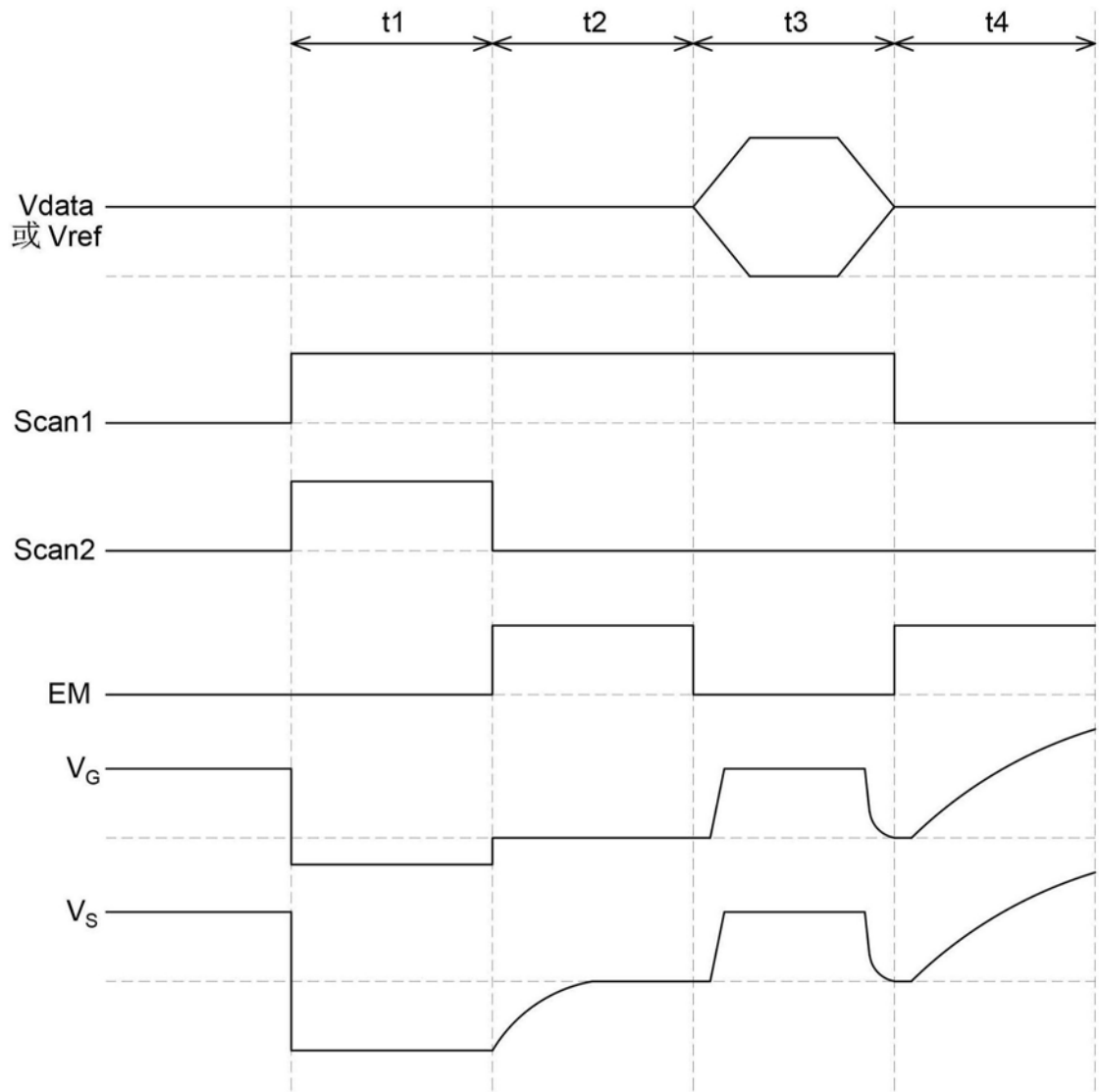


图15

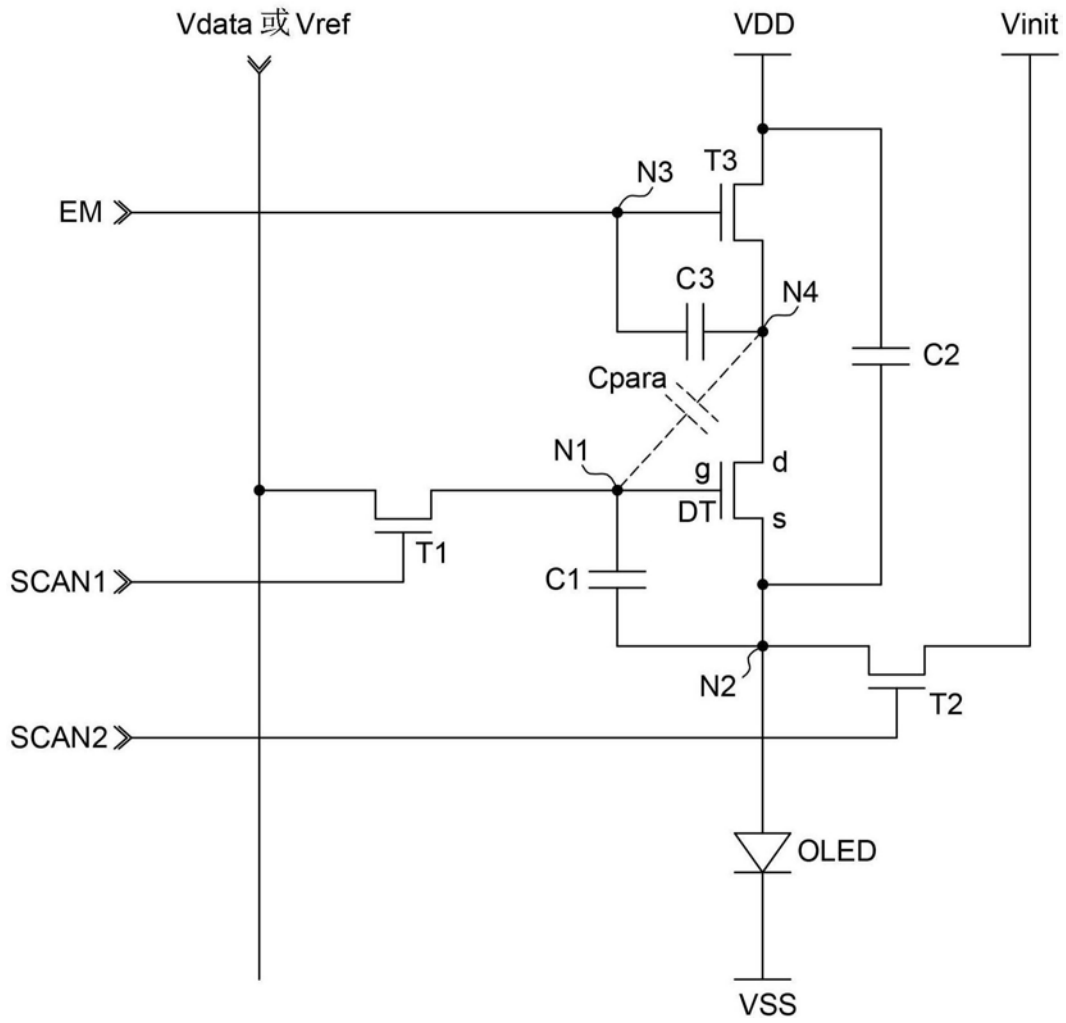


图16

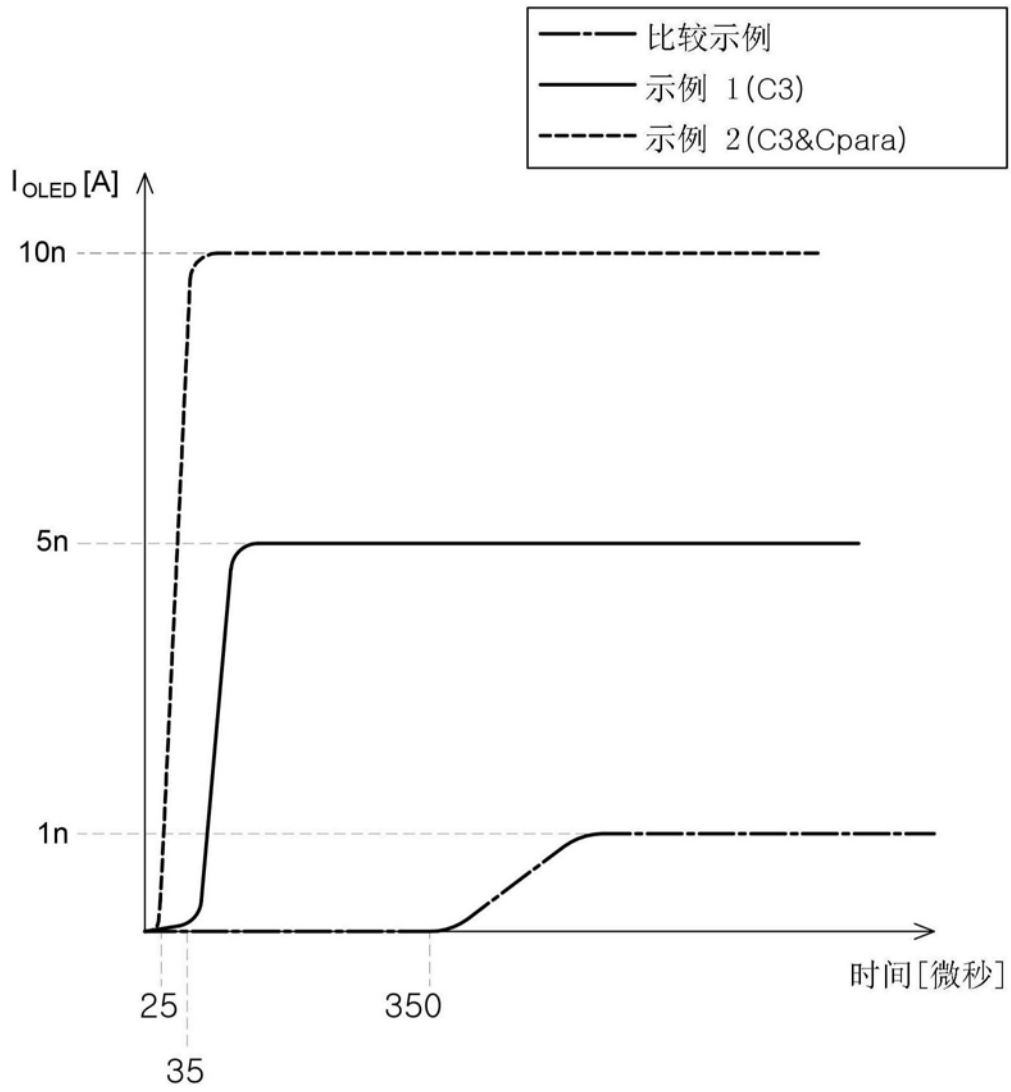


图17

1700

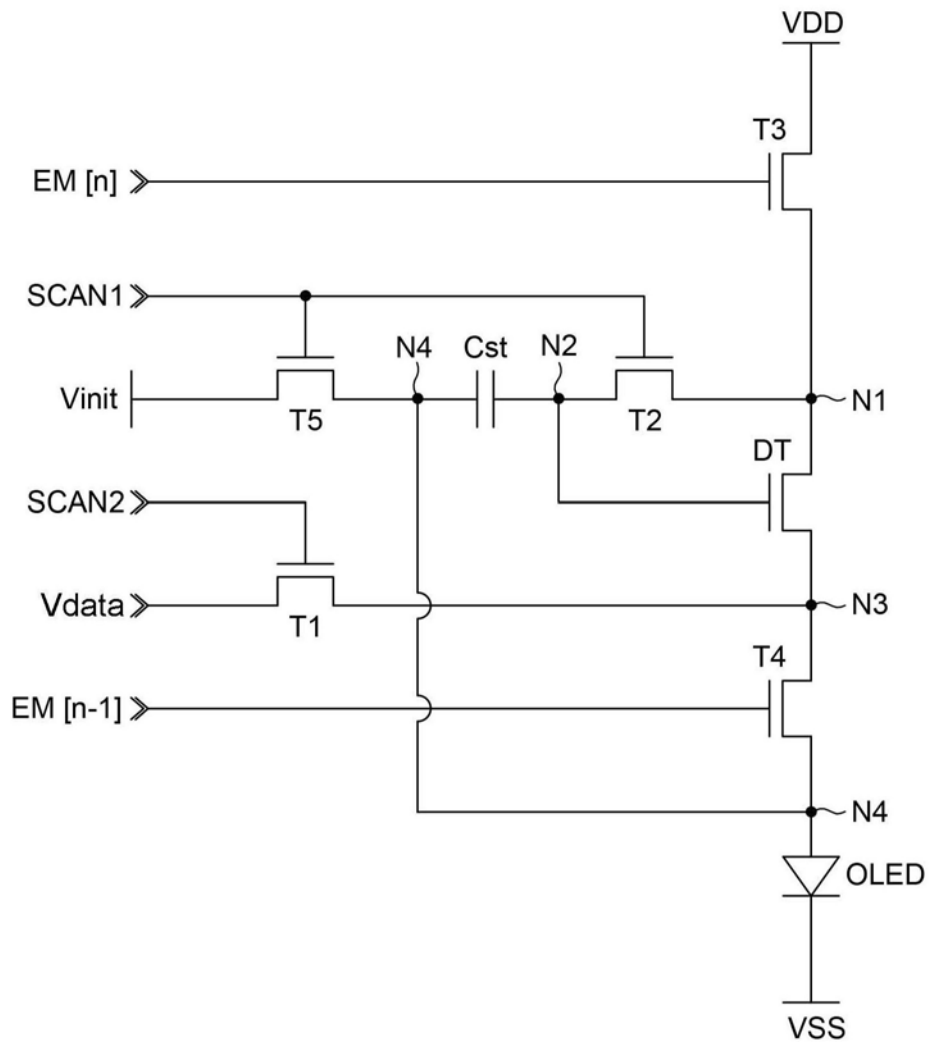


图18

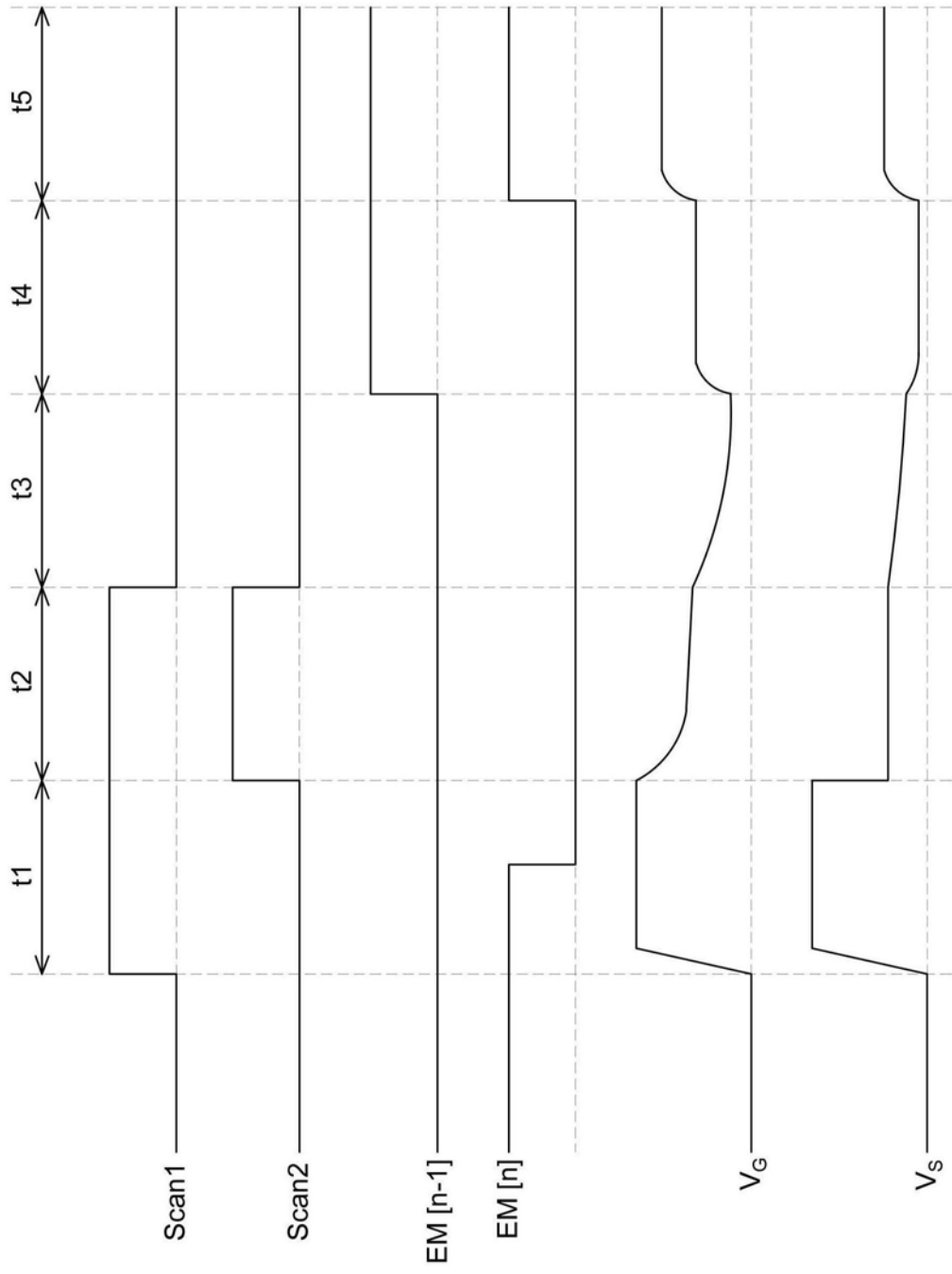


图19

200

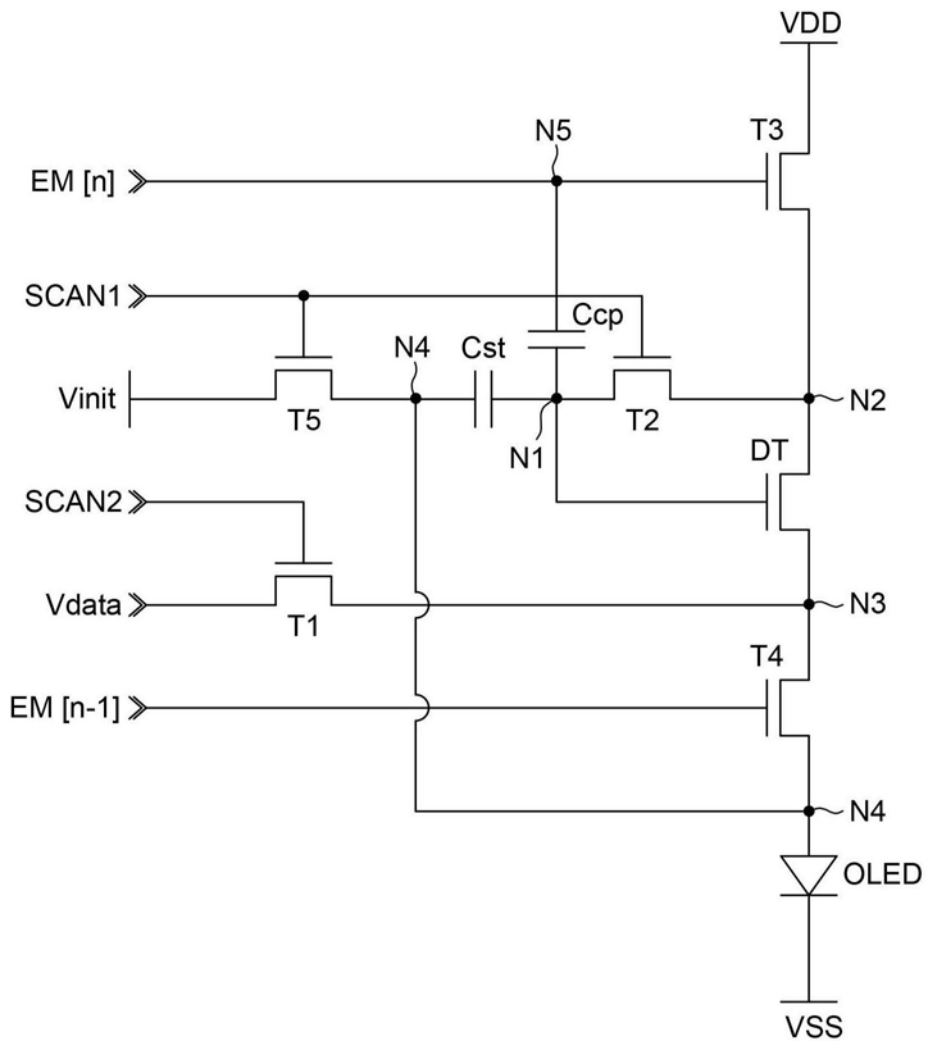


图20

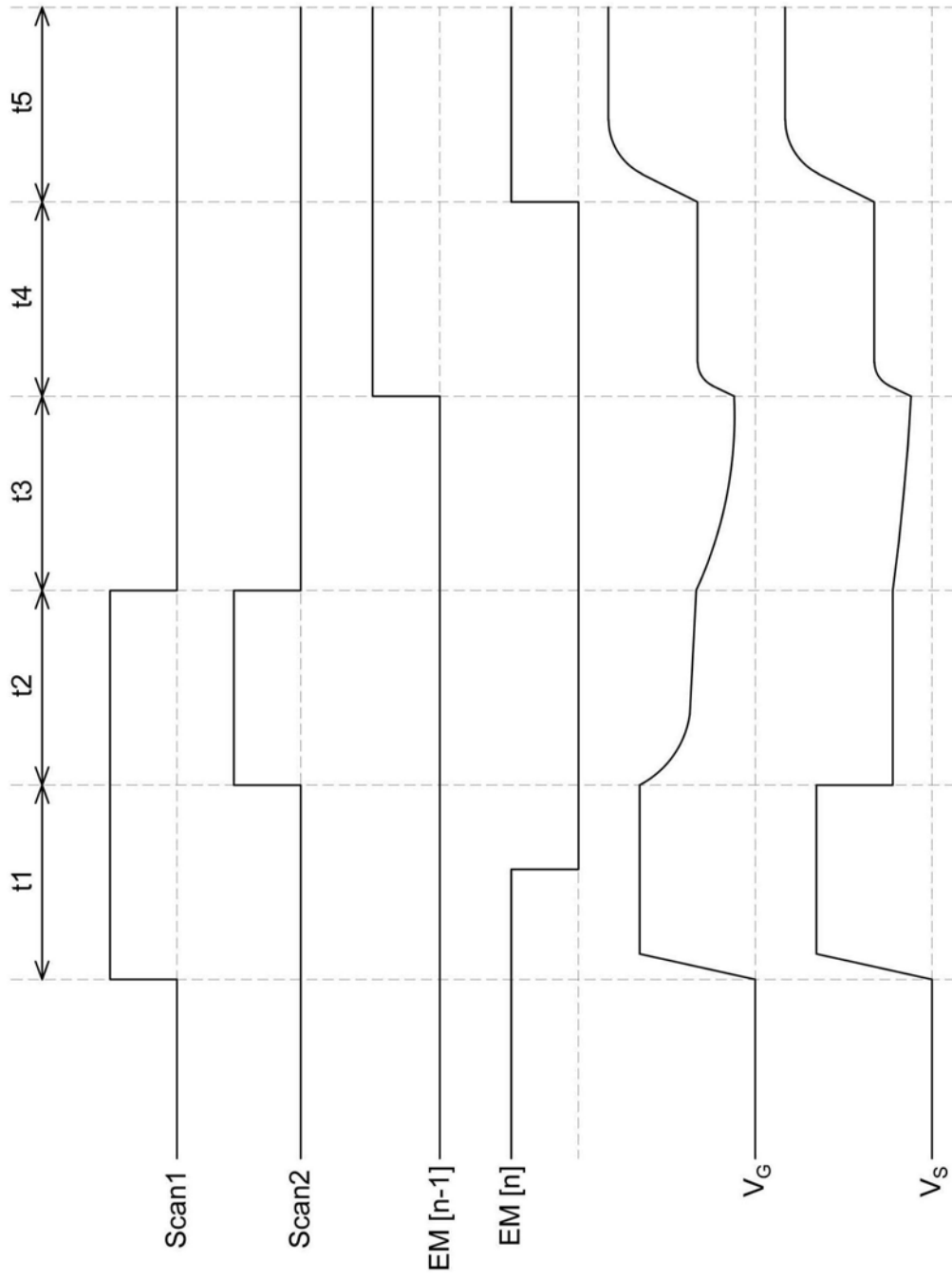


图21

300

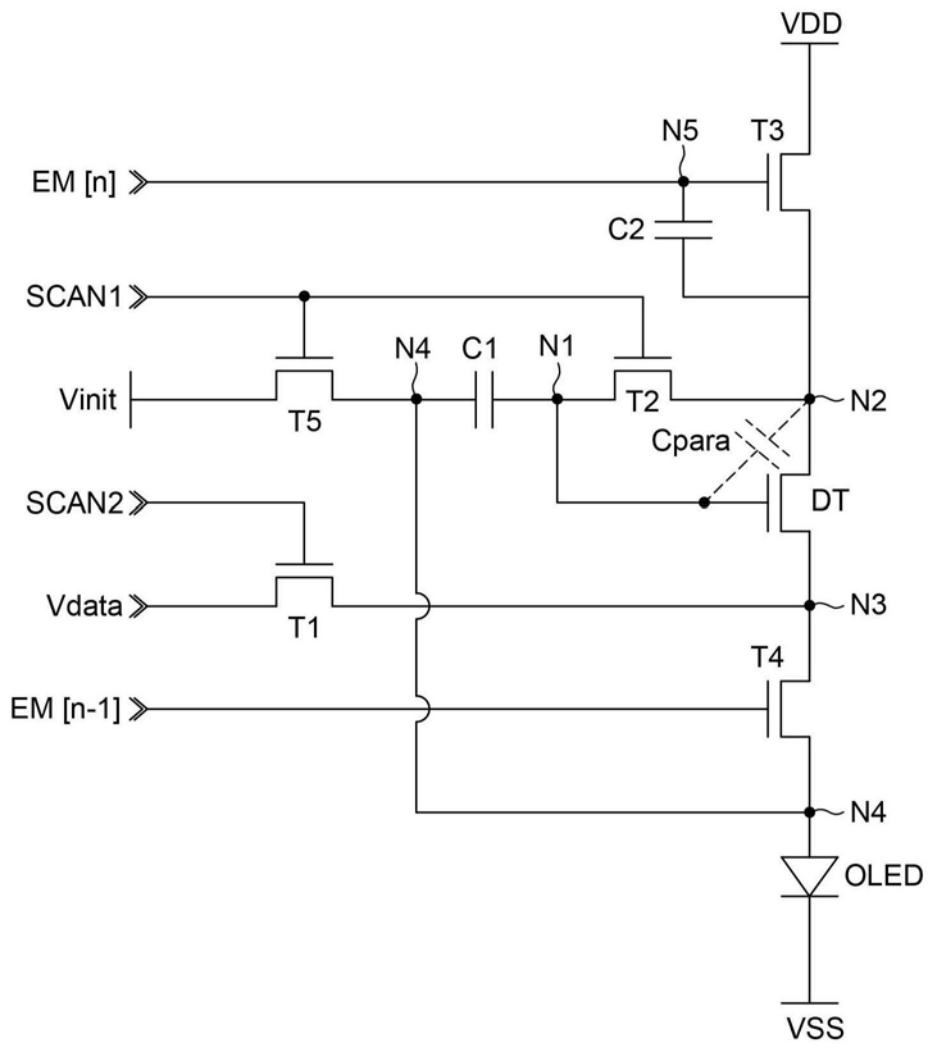


图22

400

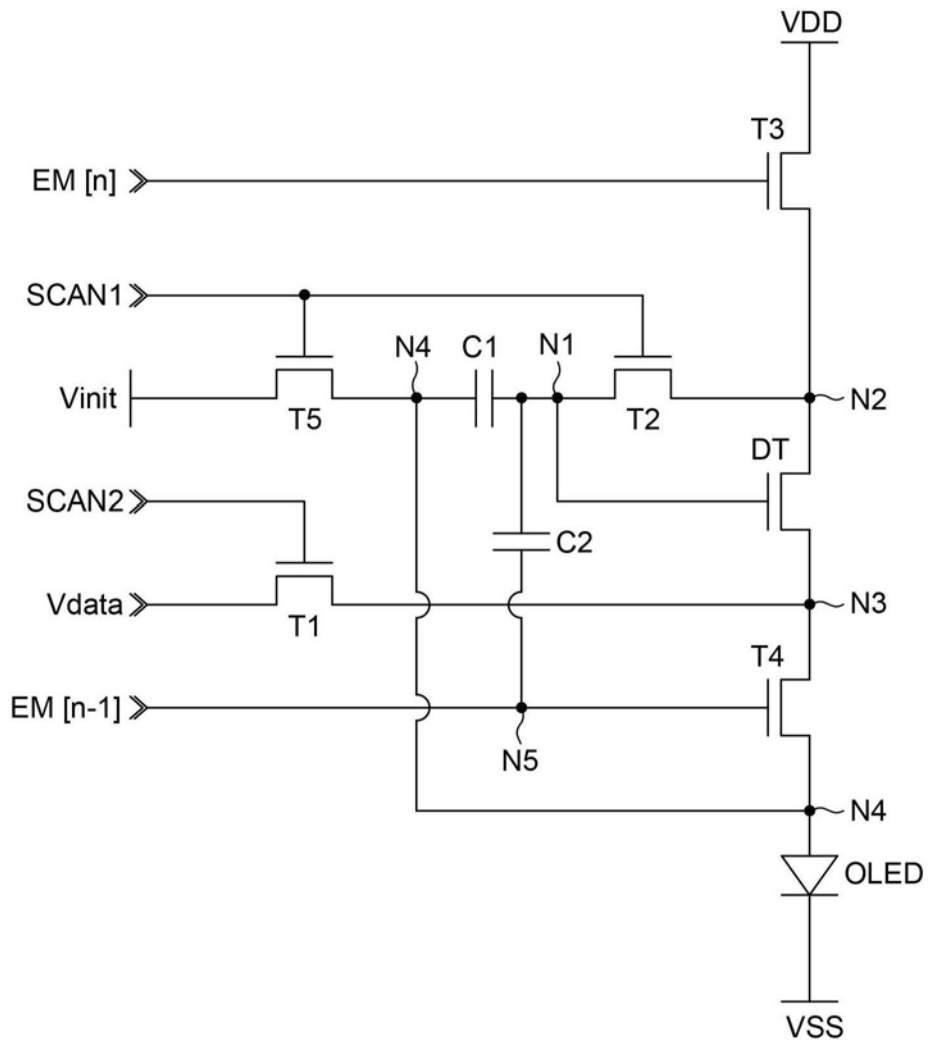


图23

500

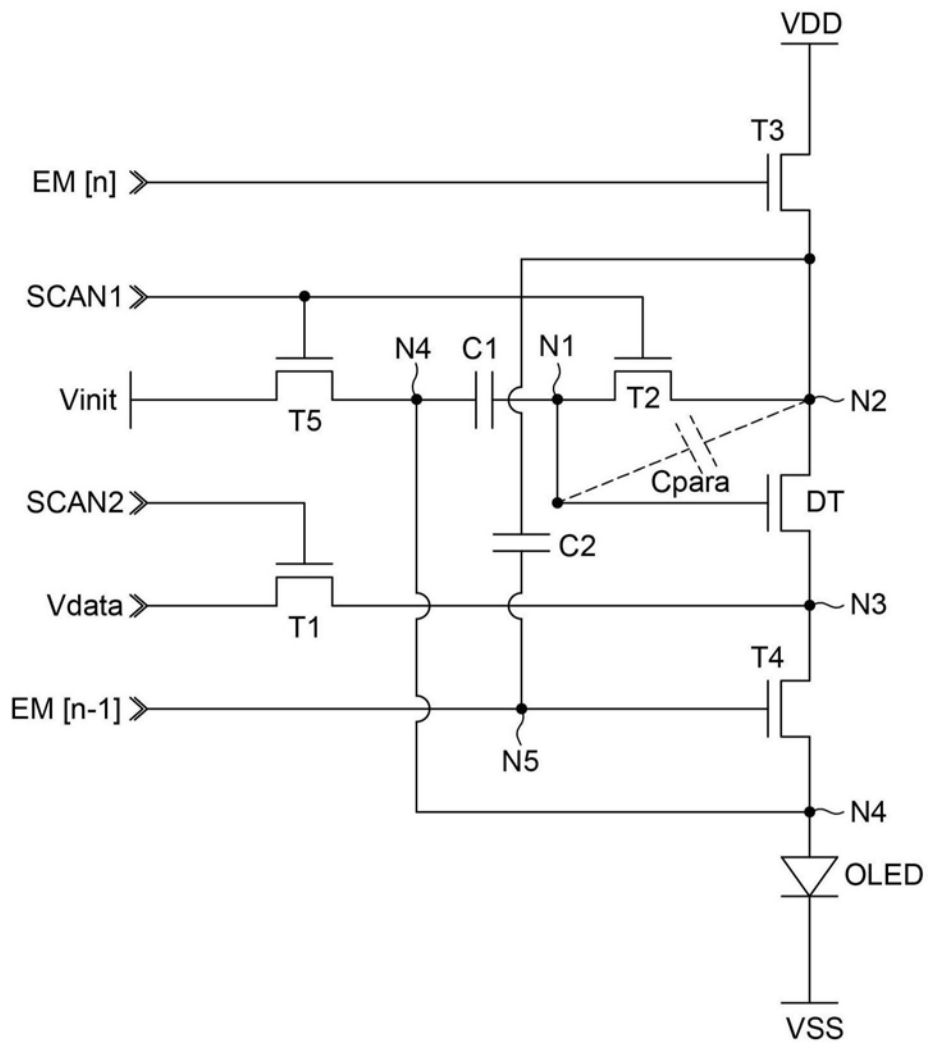


图24

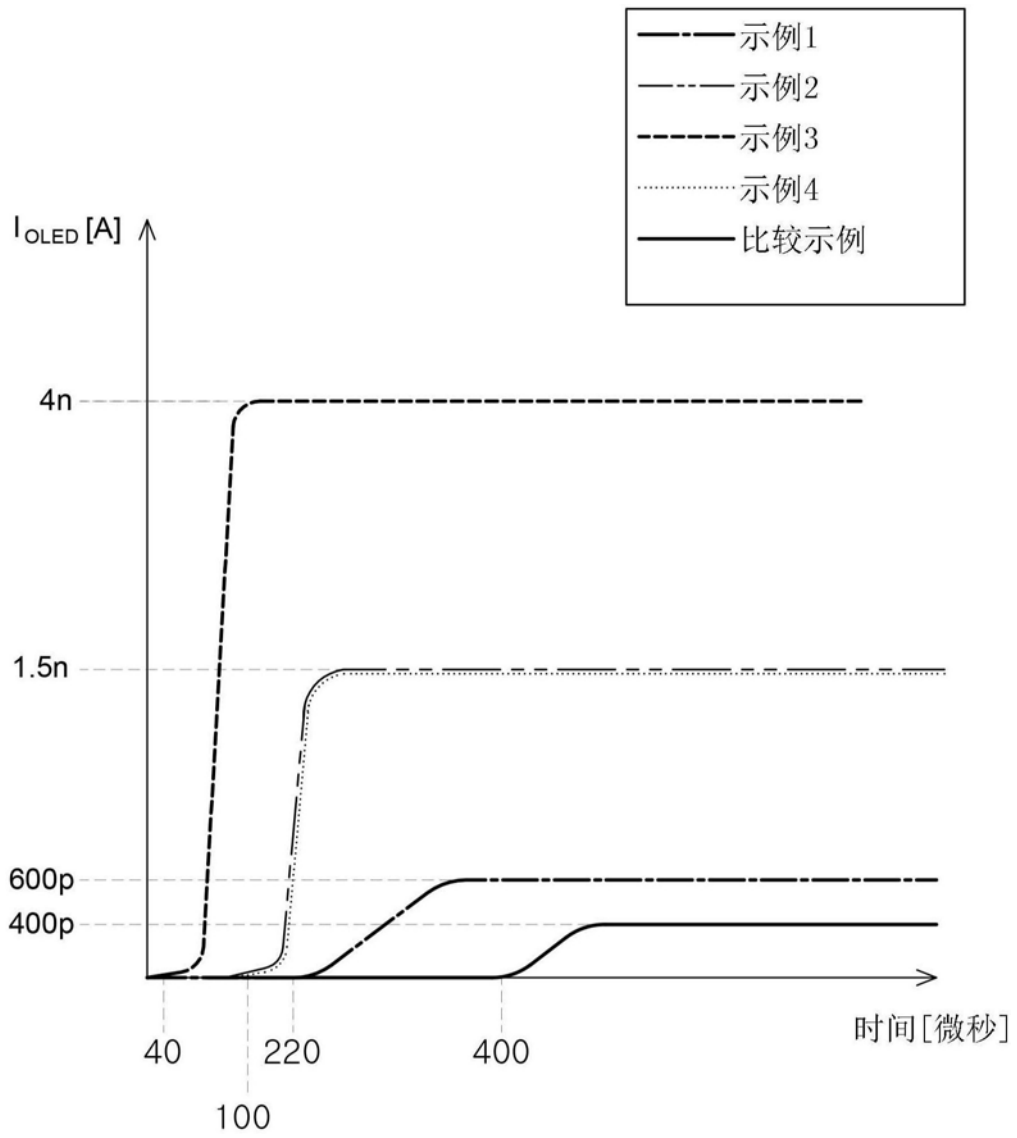


图25

200

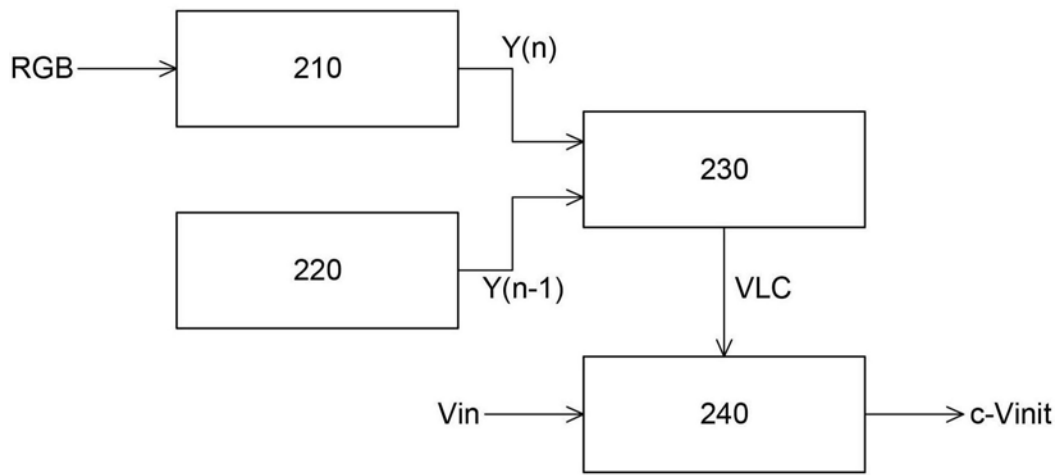


图26

300

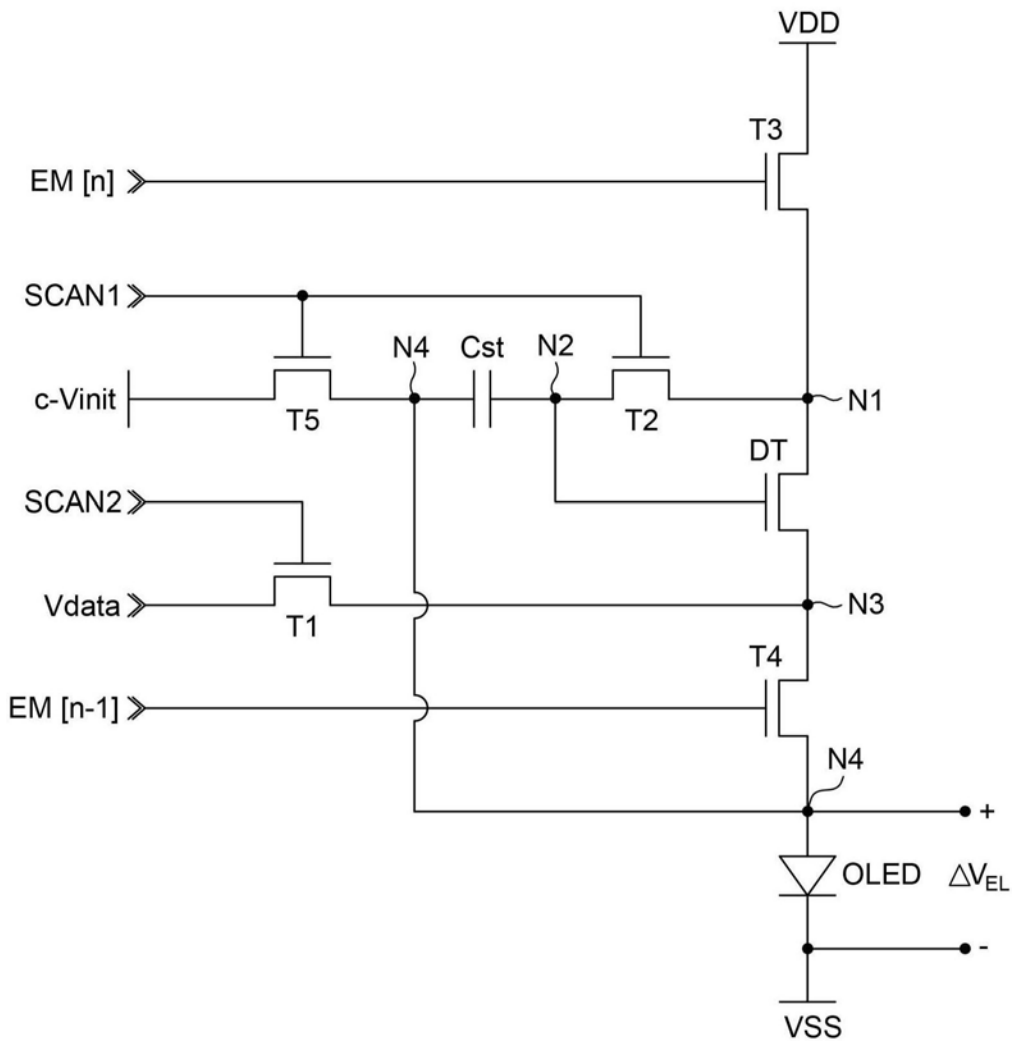


图27

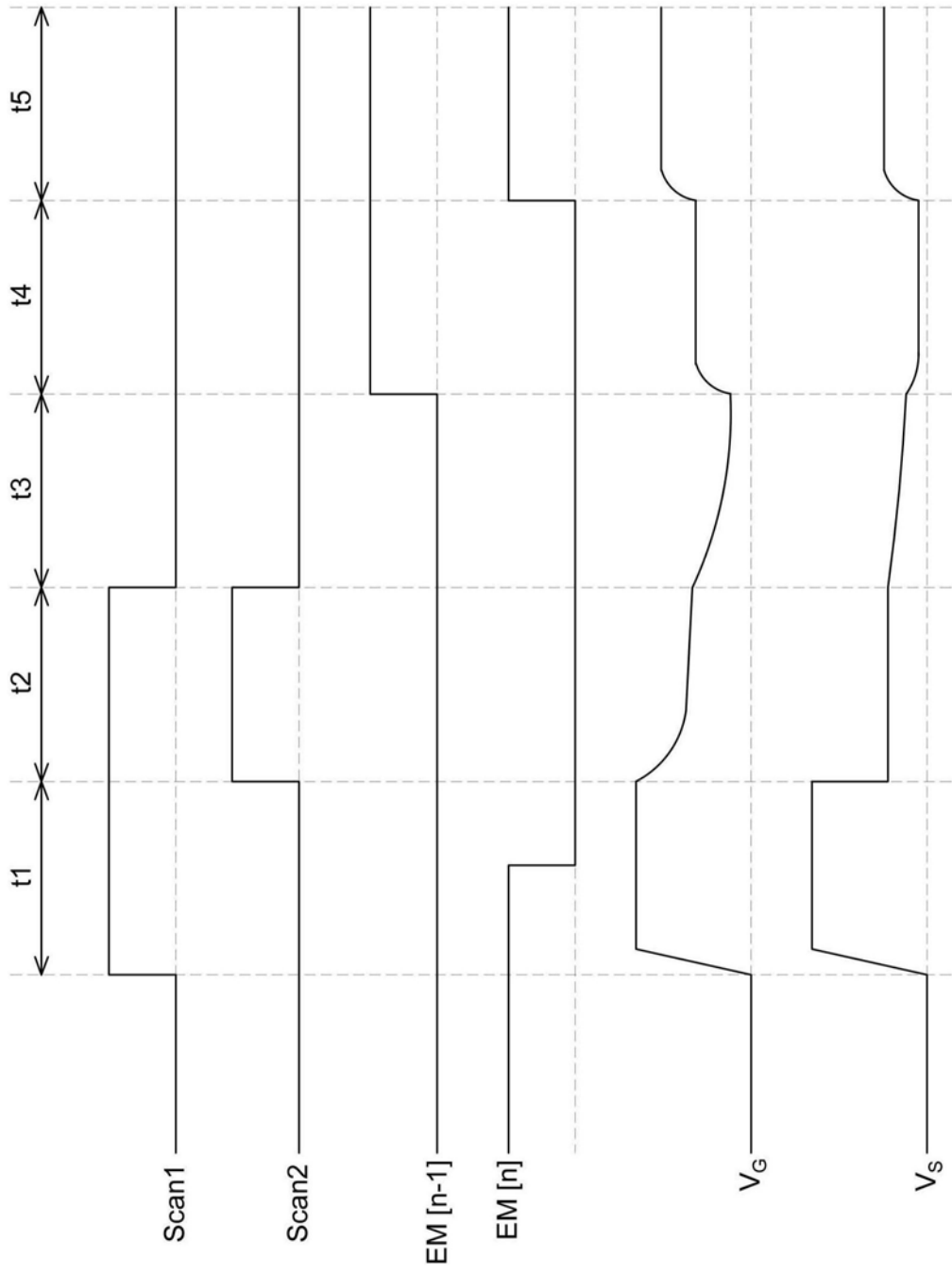


图28

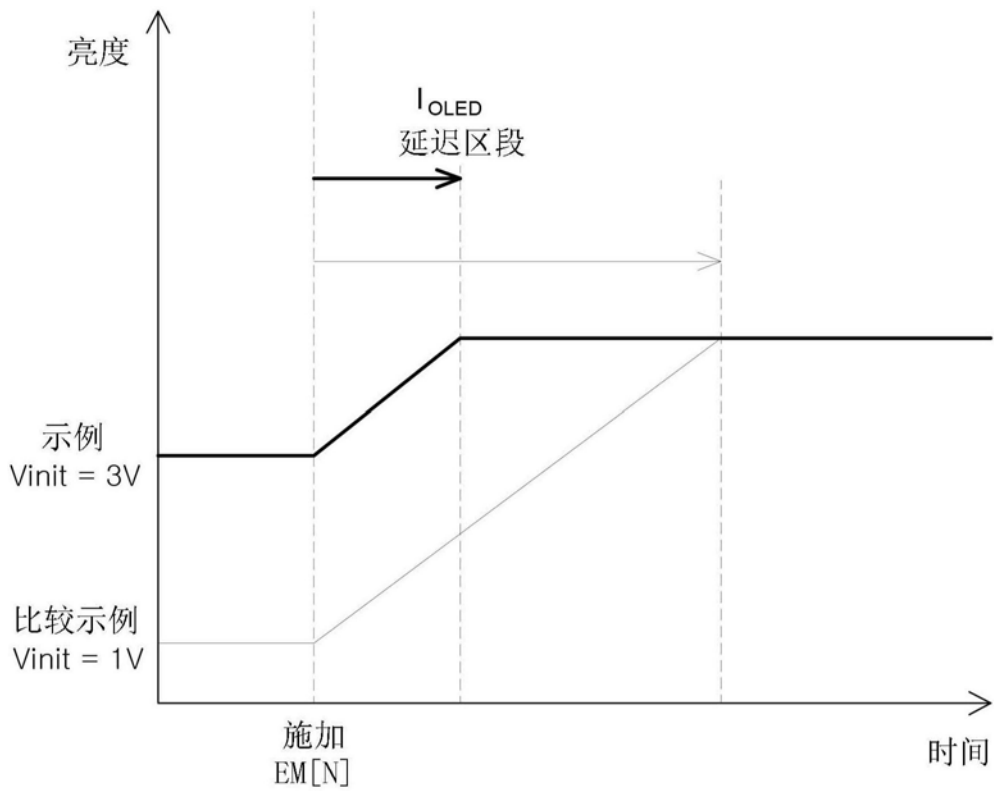


图29

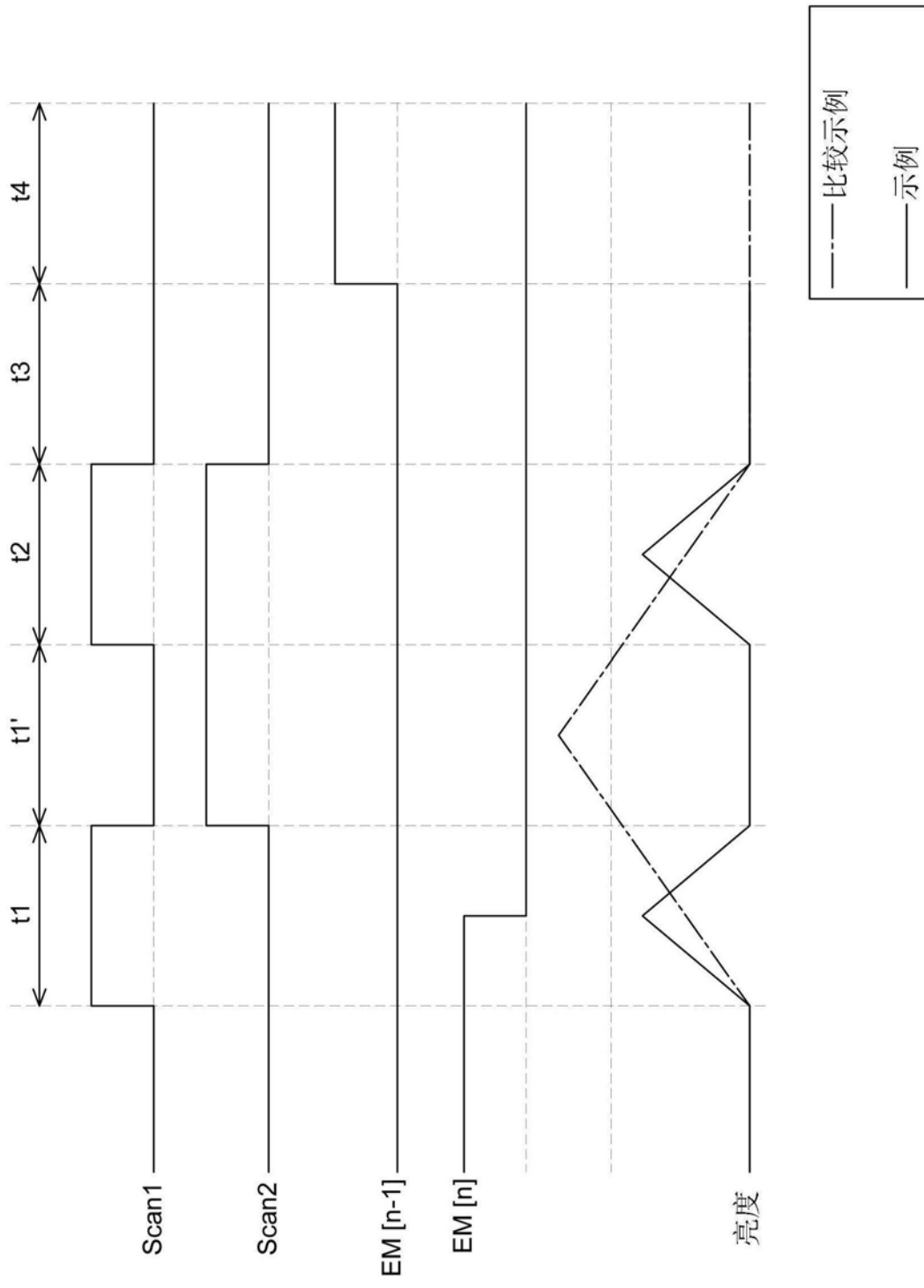


图30

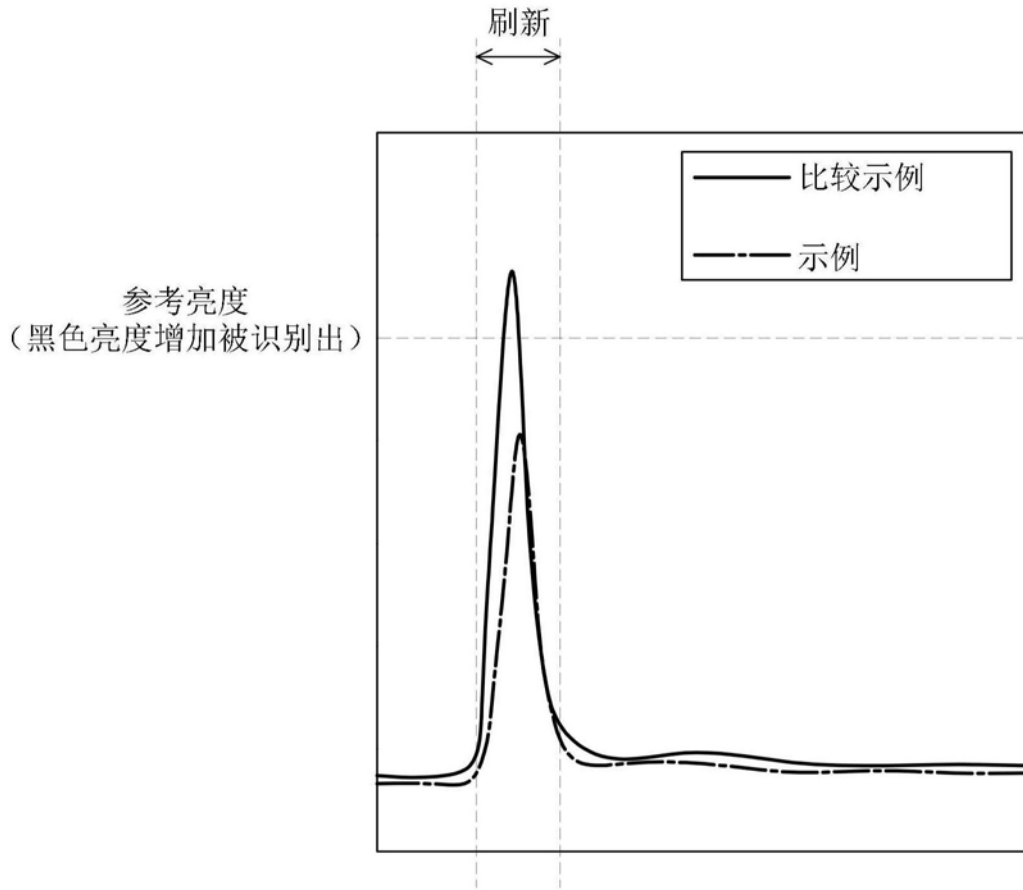


图31

专利名称(译)	有机发光显示器		
公开(公告)号	<a href="#">CN107564477A</a>	公开(公告)日	2018-01-09
申请号	CN2017110516217.1	申请日	2017-06-29
[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	金杞泰 崔承灿 李俊昊 柳成彬 尹视藕		
发明人	金杞泰 崔承灿 李俊昊 柳成彬 尹视藕		
IPC分类号	G09G3/3266 G09G3/3225		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G3/3266 G09G5/10 G09G2300/0819 G09G2300/0852 G09G2300/0861 G09G2310/0251 G09G2310/0262 G09G2320/0247 G09G2320/043 G09G2330/021 G09G2310/061		
代理人(译)	李辉 刘久亮		
优先权	1020160083057 2016-06-30 KR 1020160178133 2016-12-23 KR		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

摘要(译)

提供了一种有机发光显示器。该有机发光显示器包括：选通驱动电路，该选通驱动电路被配置为通过连接到显示面板的多条选通线中的每一条供应选通信号；以及亮度控制单元，该亮度控制单元位于所述选通驱动电路和所述显示面板之间并且电连接到电力供应线和所述多条选通线。在多个刷新周期期间以分发的方式将选通信号供应给像素。因此，能够减少整个刷新周期期间像素的亮度下降。

