

[51] Int. Cl.  
G09G 3/32 (2006.01)



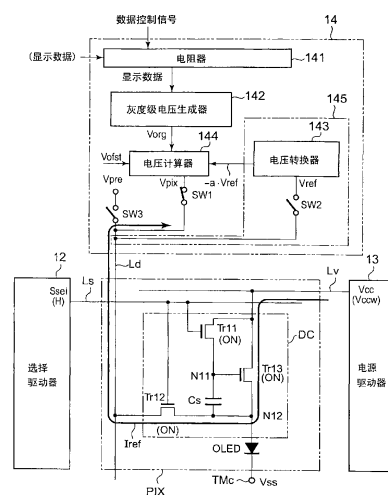
[21] 申请号 200780013062.4

[11] 公开号 CN 101421772A

权利要求书 7 页 说明书 56 页 附图 41 页

显示驱动装置和用于驱动显示驱动装置的方法以及显示装置和用于驱动显示装置的方法

使发光元件(OLED)以优选亮度和取决于显示数据的灰度级发光。在预充电时段期间,数据驱动器(14)经由数据线(Ld)向电容器(Cs)施加预充电电压(Vpre)。在施加预充电电压之后,电压转换器(143)在瞬态响应时段(Ttrs)之后读取数据线Ld的参考电压Vref,以生成补偿电压(a-Vref)。电压计算器(144)基于补偿电压(a-Vref)来补偿具有根据显示数据的值的原灰度级电压Vorg,所述原灰度级电压由灰度级电压生成器(142)生成。结果,电压计算器(144)生成与用于驱动发光的晶体管Tr13的元件特性的变化量对应的补偿灰度级电压Vpix,向数据线Ld施加补偿灰度级电压Vpix以设置像素(PIX)的亮度。



1、一种显示装置 (1)，包括：

发光元件 (OLED)，用于以取决于所供应的电流的灰度级发光；

像素驱动电路 (DC)，用于根据经由数据线 (Ld) 施加的电压，向所述发光元件供应所述电流；

预充电电压源 (143)，用于经由所述数据线向所述像素驱动电路施加预定预充电电压；

电压读取器 (143)，用于在所述预充电电压源施加所述预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压；以及

补偿灰度数据信号生成器 (144)，用于基于所读取的数据线的电压来生成具有与所述像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号，以向所述像素驱动电路施加所述补偿灰度数据信号。

2、根据权利要求 1 所述的显示装置，其中：

所述显示装置包括：原灰度级电压生成器 (142)，用于生成具有不依赖于所述像素驱动电路特有的元件特性的电压值的原灰度级电压，以及

所述原灰度级电压用于使所述发光单元以与所述灰度级对应的期望亮度发光。

3、根据权利要求 2 所述的显示装置，其中：

所述补偿灰度数据信号生成器基于所述原灰度级电压、基于所述数据线的电压而生成的第一补偿电压 ( $a \cdot V_{ref}$ ) 和基于所述像素驱动电路特有的元件特性而确定的第二补偿电压 ( $V_{ofst}$ ) 来生成所述补偿灰度数据信号。

4、根据权利要求 3 所述的显示装置，其中：

所述补偿灰度数据信号生成器包括：计算电路 (144)，用于计算所述原灰度级电压、所述第一补偿电压和所述第二补偿电压，以生成所述补偿灰度数据信号。

5、根据权利要求1所述的显示装置，其中：

所述显示装置包括：黑色灰度级电压源（142），用于向所述像素驱动电路施加用于使所述发光元件执行黑色显示的黑色灰度级电压；以及开关（SW4），用于按照预定时序将所述黑色灰度级电压源连接到所述数据线。

6、根据权利要求1所述的显示装置，其中：

所述显示装置包括：连接路径切换开关（SW1，SW2，SW3），用于按照预定时序将所述数据线分别连接到所述电压读取器、所述补偿灰度数据信号生成器和所述预充电电压源。

7、根据权利要求6所述的显示装置，其中：

所述电压读取器被构造为在向所述像素驱动电路施加所述预充电电压并且切换所述连接路径切换开关来阻止所述预充电电压源向所述数据线施加所述预充电电压之后，在所述瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压，并且所述瞬态响应时段比所述数据线的电压收敛至所述像素驱动电路特有的收敛电压值所需要的时间更短。

8、根据权利要求7所述的显示装置，其中：

在所述连接切换开关用来将所述预充电电压源连接到所述数据线时，所述预充电电压源施加所述预充电电压，并且所述预充电电压所具有的电压值的绝对值比所述像素驱动电路特有的所述收敛电压值的绝对值更高。

9、根据权利要求6所述的显示装置，其中：

所述显示装置还包括：控制器（15），用于在预定时段内执行：（i）使用所述连接路径切换开关将所述预充电电压源连接到所述数据线，以向所述像素驱动电路施加所述预充电电压；（ii）使用所述连接路径切换开关将所述电压读取器连接到所述数据线，以在所述瞬态响应时段之后读取与所述像素驱动电路特有的所述元件特性对应的所述数据线的电压；以及（iii）使用所述连接路径切换开关将所述补偿灰度数据信号生成器连接到所述数据线，以将所述补偿灰度数据信号施加到所述像素驱动电路。

10、根据权利要求 1 所述的显示装置，其中所述显示装置包括：选择驱动器（12），用于经由选择线向所述像素驱动电路施加选择信号，以使所述像素驱动电路处于选中状态；以及显示面板（11），在所述显示面板中，多个显示像素以矩阵方式排列，所示多个显示像素中的每个显示像素包括成对的一个所述发光元件和一个所述像素驱动电路，以及

其中所述多个显示像素沿行方向和列方向排列，所述数据线连接到沿所述列排列的多个所述显示像素的所述像素驱动电路，而所述选择线连接到沿所述行方向排列的多个所述显示像素的所述像素驱动电路。

11、根据权利要求 1 所述的显示装置，其中：

所述像素驱动电路包括串联连接到所述发光元件的驱动晶体管（Tr13）；以及

所述像素驱动电路特有的所述元件特性的变化量是所述驱动晶体管的阈值电压的变化量。

12、根据权利要求 1 所述的显示装置，其中：

所述像素驱动电路包括：串联连接到所述发光元件的驱动晶体管；连接在所述驱动晶体管与所述数据线之间的选择晶体管（Tr12）；以及用于使所述驱动晶体管处于二极管连接状态的二极管连接晶体管（Tr11）。

13、根据权利要求 12 所述的显示装置，其中所述像素驱动电路被构造为使得：

所述驱动晶体管的电流路径的第一端与按照预定时序切换电势的电源电压连接，而所述驱动晶体管的所述电流路径的第二端与所述发光元件的第一端连接，

所述选择晶体管的电流路径的第一端与所述驱动晶体管的所述电流路径的所述第二端连接，而所述选择晶体管的所述电流路径的第二端与所述数据线连接，

所述二极管连接晶体管的电流路径的第一端与所述电源电压连接，而

所述二极管连接晶体管的所述电流路径的第二端与所述驱动晶体管的控制端子连接，

所述选择晶体管和所述二极管连接晶体管的控制端子连接到所述选择线，以及

所述发光元件的第二端连接到固定参考电压。

14、根据权利要求 11 所述的显示装置，其中：

基于第一电压分量和第二电压分量之和来确定在所述驱动晶体管的控制端子与所述驱动晶体管的电流路径的一个端子之间的电压，所述第一电压分量不依赖于用于使所述发光元件以与所述灰度级对应的期望亮度发光的所述像素驱动电路特有的元件特性，而所述第二电压分量是所述驱动晶体管的所述阈值电压的至少 1.05 倍。

15、根据权利要求 11 所述的显示装置，其中：

基于第一电压分量和第二电压分量之和来确定按照用于指定补偿灰度级的所述补偿灰度数据信号在所述驱动晶体管的控制端子与所述驱动晶体管的电流路径的一个端子之间保持的电压，所述第一电压分量不依赖于用于使所述发光元件以与所述灰度级对应的期望亮度发光的所述像素驱动电路特有的元件特性，而所述第二电压分量比所述驱动晶体管的所述阈值电压高预定倍数。

16、根据权利要求 1 所述的显示装置，其中所述显示装置包括：选择驱动器，用于经由选择线向所述像素驱动电路施加选择信号，以使所述像素驱动电路处于选中状态；以及显示面板，在所述显示面板中，多个显示像素以矩阵方式排列，所述多个显示像素中的每个包括成对的一个所述发光元件和一个所述像素驱动电路，

其中所述多个显示像素沿行方向和列方向排列，所述数据线连接到沿所述列排列的多个所述显示像素的所述像素驱动电路，而所述选择线连接到沿所述行方向排列的多个所述显示像素的所述像素驱动电路，

其中所述像素驱动电路包括串联连接到所述发光元件的驱动晶体管、

连接在所述驱动晶体管与所述数据线之间的选择晶体管和用于使所述驱动晶体管处于二极管连接状态的二极管连接晶体管，而所述像素驱动电路特有的所述元件特性的变化量是所述驱动晶体管的阈值电压的变化量，以及

其中按照所述补偿灰度数据信号并且基于在所述驱动晶体管的控制端子与所述驱动晶体管的电流路径的一个端子之间的电压、经由所述驱动晶体管的所述电流路径在所述发光元件中流动的驱动电流与所述选择晶体管的元件尺寸和所述选择信号的电压相关联，从而使得用于使所述发光元件发光的所有灰度级可以造成由于所述驱动晶体管的所述阈值电压的变化而导致的电流值的变化量，该变化量为在所述驱动晶体管的所述阈值电压没有变化的条件下的初始状态中的最大电流值的2%内。

17、根据权利要求1所述的显示装置，其中：

所述补偿灰度数据信号生成器基于所述数据线的读取电压和在所述像素驱动电路中保持的电压来生成具有与所述像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的所述补偿灰度数据信号，以向所述像素驱动电路施加所述补偿灰度数据信号。

18、一种显示装置(1)，包括：

发光元件(OLED)，用于以取决于所供应的电流的灰度级发光；

像素驱动电路(DC)，用于根据经由数据线(Ld)施加的电压向所述发光元件供应所述电流；

预充电电压源(146)，用于经由所述数据线向所述像素驱动电路施加预定预充电电压；

电压读取器(146)，用于在所述预充电电压源施加所述预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压；以及

补偿灰度数据信号生成器(148)，用于基于所述数据线的读取电压和在所述像素驱动电路中保持的电压来生成具有与所述像素驱动电路特有的电压特性对应的电压值的补偿灰度数据信号，以向所述像素驱动电路施加所述补偿灰度数据信号。

19、根据权利要求 18 所述的显示装置，其中：

所述显示装置包括：原灰度级电压生成器（142），用于生成具有不依赖于所述像素驱动电路特有的电压特性的电压值的原灰度级电压，以及  
所述原灰度级电压用于使所述发光元件以与所述灰度级对应的期望亮度发光。

20、根据权利要求 19 所述的显示装置，其中：

所述补偿灰度数据信号生成器基于所述原灰度级电压以及在所述数据线的电压和所述像素驱动电路特有的所述电压特性的基础上生成的补偿电压，来生成所述补偿灰度数据信号。

21、根据权利要求 20 所述的显示装置，其中：

所述补偿灰度数据信号生成器包括：计算电路（148），用于计算所述原灰度级电压和所述补偿电压，以生成所述补偿灰度数据信号。

22、根据权利要求 18 所述的显示装置，其中：

所述像素驱动电路包括串联连接到所述发光元件的驱动晶体管（Tr13）；以及

所述像素驱动电路特有的所述电压特性是基于在所述驱动晶体管的控制端子与所述驱动晶体管的电流路径的一个端子之间的电压的变化的。

23、一种用于驱动显示装置（1）的方法，包括：

经由数据线向像素驱动电路施加预定预充电电压；

在施加所述预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压，所述预定瞬态响应时段比所述数据线的电压收敛至所述像素驱动电路特有的收敛电压值的时间更短；

基于（i）所述读取的数据线的电压或者（ii）所述读取的数据线的电压和在所述像素驱动电路中保持的电压，生成具有与所述像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号；

向所述像素驱动电路施加所述生成的补偿灰度数据信号；以及

从所述像素驱动电路向发光元件供应取决于经由所述数据线施加的电压的电流。

24、一种显示驱动装置（14），包括：

预充电电压源（143），用于经由数据线向连接到发光元件的像素驱动电路施加预定预充电电压；

电压读取器（143），用于在所述预充电电压源施加所述预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压；以及

补偿灰度数据信号生成器（144），用于基于（i）所述读取的数据线的电压或者（ii）所述读取的数据线的电压和在所述像素驱动电路中保持的电压，生成具有与所述像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号，以向所述像素驱动电路施加所述补偿灰度数据信号。

25、一种用于驱动显示驱动装置（14）的方法，包括：

经由数据线向像素驱动电路施加预定预充电电压；

在施加所述预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压；

基于（i）所述读取的数据线的电压或者（ii）所述读取的数据线的电压和在所述像素驱动电路中保持的电压，生成具有与所述像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号；以及

向所述像素驱动电路施加所述生成的补偿灰度数据信号。



## 显示驱动装置和用于驱动显示驱动装置的方法以及 显示装置和用于驱动显示装置的方法

### 技术领域

本发明涉及显示驱动装置和用于驱动显示驱动装置的方法以及显示装置和用于驱动显示装置的方法。

### 背景技术

存在包括显示面板的显示装置，在该显示面板中，电流驱动型发光元件（例如有机电致发光（EL）元件、无机 EL 元件、发光二极管（LED））以矩阵方式排列。

例如，待审日本专利申请 KOKAI 公开 No. H8-330600 公开一种通过电压信号来电流控制的有源矩阵型驱动显示装置。该驱动显示装置被构造为使得为每个像素提供电流控制薄膜晶体管和开关薄膜晶体管。在与图像数据对应的电压信号施加到栅极时，电流控制薄膜晶体管使电流在有机 EL 元件中流动，而开关薄膜晶体管接通或者关断向电流控制薄膜晶体管的栅极供应电压信号。待审日本专利申请 KOKAI 公开 No. H8-330600 所公开的驱动显示装置通过控制施加于电流控制薄膜晶体管的栅极上的电压信号的电压值来控制有机 EL 元件发光时的亮度。

然而，晶体管的阈值电压一般随时间流逝而变化。因此，在待审日本专利申请 KOKAI 公开 No. H8-330600 的驱动显示装置的情况下，用于向有机 EL 元件供应电流的电流控制薄膜晶体管的阈值电压随时间流逝而变化，这造成在有机 EL 元件中流动的电流的值的变化的变化。结果是，存在在有机 EL 元件发光期间的亮度可能变化的风险。

### 发明内容

鉴于上述不足而作出了本发明。本发明的一个目的在于提供一种显示装置，在该显示装置中，即使当在用于向发光元件供应发光电流的晶体管

的阈值电压中产生变化时，发光单元仍利用合适的灰度级（gradation level）来显示图像。

为了解决上述问题，根据本发明的显示装置包括：

发光元件，用于按照取决于所供应的电流的灰度级来发光；

像素驱动电路，用于根据经由数据线施加的电压向发光元件供应电流；

预充电电压源，用于经由所述数据线向所述像素驱动电路施加预定预充电电压；

电压读取器，用于在所述预充电电压源施加预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取所述数据线的电压；以及

补偿灰度（gradation）数据信号生成器，用于基于所读取的数据线的电压来生成具有与所述像素驱动电路独有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号，以向所述像素驱动电路施加该补偿灰度数据信号。

为了解决上述问题，提供一种驱动方法来使本发明的显示装置执行其特有操作。

为了解决上述问题，根据本发明的显示驱动装置包括：

预充电电压源，用于经由数据线向与发光元件相连的像素驱动电路施加预定预充电电压；

电压读取器，用于在预充电电压源施加预充电电压之后，在预定瞬态响应时段之后读取数据线的电压；以及

补偿灰度数据信号生成器，用于基于所读取的数据线的电压来生成具有与像素驱动电路特有的元件特性对应的电压值的补偿灰度数据信号，以向像素驱动电路施加该补偿灰度数据信号。

为了解决上述问题，提供一种驱动方法来使本发明的显示驱动装置执行其特有操作。

根据本发明，即使当在用于向有机 EL 元件供应发光电流的晶体管的阈值电压中产生变化时，发光元件仍可按照期望的灰度级亮度来发光。

## 附图说明

本发明的这些目的和其它目的及优点将在阅读以下具体实施方式和附图后变得更加显而易见，在附图中：

图 1 图示了根据本发明实施例的显示装置中所用的显示像素的主要结构;

图 2 图示了显示像素的相应操作中的信号波形;

图 3A 图示了显示像素的写入操作中的工作状态;

图 3B 图示了显示像素的写入操作中的等效电路;

图 4A 示出了显示像素的写入操作中的驱动晶体管的工作特性的例子;

图 4B 示出了写入操作中有机 EL 元件的驱动电流与驱动电压之间的关系例子;

图 5A 图示了显示像素的保持操作中的工作状态;

图 5B 图示了显示像素的保持操作中的等效电路;

图 6 图示了显示像素的保持操作中的驱动晶体管的工作特性;

图 7A 图示了显示像素的发光操作中的工作状态;

图 7B 图示了显示像素的发光操作中的等效电路;

图 8A 示出了显示像素的发光操作中的驱动晶体管的工作特性的例子;

图 8B 示出了发光操作中的有机 EL 元件的负载特性的例子;

图 9 是示出了实施例 1 中的显示装置的结构方框图;

图 10 示出了实施例 1 中的数据驱动器和显示像素的主要部分(像素驱动电路、发光元件)的结构;

图 11 示出了从选择操作到发光操作的各步骤;

图 12 图示了显示装置的驱动控制中的时序图;

图 13 图示了显示装置的选择操作中的时序图;

图 14 图示了预充电操作中的数据驱动器和显示像素的工作状态;

图 15 图示了参考电压的读取操作中的数据驱动器和显示像素的工作状态;

图 16 图示了显示装置的写入操作中的数据驱动器和显示像素的工作状态;

图 17 图示了显示装置的保持操作中的数据驱动器和显示像素的工作状态;

图 18 图示了显示装置的发光操作中的数据驱动器和显示像素的工作状态;

图 19 示出了选择时段中向数据线施加的电压的例子；

图 20 图示了在瞬态响应时段期间流逝时间与驱动晶体管的源极端子的电势变化之间的关系；

图 21 图示了在驱动晶体管的阈值电压和与参考电压之差之间的关系；

图 22 示出了数据驱动器的电路结构的例子；

图 23 示出了当用作数据驱动器的数字-模拟转换器的数字电压被转换成模拟电压时的特性；

图 24 图示了用于驱动这一实施例的包括显示区的显示装置的方法中的工作时序；

图 25 图示了实施例 2 的数据驱动器和显示像素的主要部分（像素驱动装置、发光元件）的结构；

图 26A 图示了包括像素驱动电路上寄生的电容分量的等效电路；

图 26B 图示了与图 27A 中所示电容分量  $C_s$  对应的等效电路；

图 27A 图示了实施例 2 中显示像素的写入操作中的等效电路；

图 27B 图示了实施例 2 中显示像素的发光操作中的等效电路；

图 27C 图示了与图 27B 中所示电容分量  $C_{gd13'}$  对应的等效电路；

图 27D 图示了与图 27B 中所示电容分量  $C_s''$  对应的等效电路；

图 28A 图示了用于描述电荷量守恒定律的第一模型；

图 28B 图示了用于描述电荷量守恒定律的第二模型；

图 29A 图示了用于描述当向显示像素施加高电平选择信号时电荷被保持在显示像素中的状态的模型；

图 29B 图示了用于描述当向显示像素施加低电平选择信号时电荷被保持在显示像素中的状态的模型；

图 30A 图示了选择步骤中等效电路中的电压；

图 30B 图示了未选中状态切换步骤中的等效电路中的电压；

图 31A 图示了当选择步骤（写入操作）转变到未选中状态时的电压变化；

图 31B 图示了未选中状态保持步骤中的电压变化；

图 32A 图示了未选中状态保持步骤的等效电路中的电压；

图 32B 图示了电源电压切换步骤的等效电路中的电压；

图 32C 图示了发光步骤的等效电路中的电压；

图 33 图示了在写入操作过程中等效电路中的电压；

图 34 图示了写入操作中的输入数据与数据电压和原灰度级电压之间的关系；

图 35 图示了写入操作中的输入数据与补偿灰度级电压和阈值电压之间的关系；

图 36A 图示了发光操作中的输入数据与发光驱动电流和阈值电压之间的关系的第一例子；

图 36B 图示了发光操作中的输入数据与发光驱动电流和阈值电压之间的关系第二例子；

图 37A 图示了发光操作中的输入数据与发光驱动电流和阈值电压变化之间的关系的第一例子；

图 37B 图示了发光操作中的输入数据与发光驱动电流和阈值电压变化之间的关系第二例子；

图 37C 图示了发光操作中的输入数据与发光驱动电流和阈值电压变化之间的关系第三例子；

图 38A 图示了当没有提供“ $\gamma$  效应”时在输入数据与发光驱动电流和阈值电压之间的关系的第一例子；

图 38B 图示了当没有提供“ $\gamma$  效应”时在输入数据与发光驱动电流和阈值电压之间的关系第二例子；

图 39 图示了常数与为实现本发明的效果而设置的输入数据之间的关系；

图 40 图示了在用于检验本发明的效果的测试所用的有机 EL 元件的电压与电流之间的关系；以及

图 41 图示了在用于显示像素的晶体管（像素驱动电路）的沟道内寄生电容与电压之间的关系。

## 具体实施方式

下文将描述根据本发明实施例的显示装置和显示驱动装置。本实施例是以下例子，在该例子中，本发明的显示装置是使用电流驱动型发光元件

来显示图像的显示装置 1。该发光元件可以是任意发光元件。然而，下文将描述发光元件是有机 EL 元件的情形。

首先，将描述本实施例的显示装置 1 的显示像素 PIX。如图 1 中所示，显示像素 PIX 包括像素驱动电路 DC 和有机 EL 元件 OLED。像素驱动电路 DC 具有晶体管 T1、晶体管 T2 和电容器 Cs。晶体管 T1 和晶体管 T2 可以具有任意元件结构和特性。然而，下文将描述晶体管 T1 和 T2 是 n 沟道型薄膜晶体管的情形。

晶体管 T1 是用于驱动有机 EL 元件 OLED 发光的 n 沟道型薄膜晶体管（下文称为“驱动晶体管”）。驱动晶体管 T1 被构造为使得漏极端子连接到电源端子 TMv、源极端子连接到触点 N2 而栅极端子连接到触点 N1。向该电源端子 TMv 施加根据像素驱动电路 DC 的工作状态而具有不同电压值的电源电压 Vcc。

晶体管 T2 是下文称为“保持晶体管”的 n 沟道型薄膜晶体管。保持晶体管 T2 被构造为使得漏极端子连接到电源端子 TMv（驱动晶体管 T1 的漏极端子）、源极端子连接到触点 N1 而栅极端子连接到控制端子 TMh。向控制端子 TMh 施加保持控制信号 Shld。

电容器 Cs 连接在驱动晶体管 T1 的栅极端子与源极端子之间（触点 N1 与触点 N2 之间）。电容器 Cs 可以是在驱动晶体管 T1 的栅极与源极端子之间形成的寄生电容或者也可以是和与之并联的电容性元件连接的寄生电容。

有机 EL 元件 OLED 是按照取决于所供应的电流的灰度级发光的有机 EL 元件。有机 EL 元件 OLED 被构造为使得阳极端子连接到触点 N2 而阴极端子 TMc 被施加参考电压 Vss。该参考电压 Vss 具有固定值。数据端子 TMd 连接到触点 N2 并且被施加与显示数据的灰度级值对应的数据电压 Vdata。

接着，将描述用于控制具有上述结构的显示像素 PIX 的方法。

像素驱动电路 DC 向电容器 Cs 施加与显示数据的灰度级值对应的电压以对电容器 Cs 进行充电（下文称为“写入操作”）。在写入操作之后，电容器 Cs 保持所写入的电压（下文称为“保持操作”）。基于电容器 Cs 所保持的充电电压，与显示数据的灰度级对应的灰度级电流在有机 EL 元件 OLED

中流动并且有机 EL 元件 OLED 发光（下文称为“发光操作”）。有机 EL 元件 OLED 所发射的光的亮度对应于显示数据的灰度级。

如图 2 中所示，像素驱动电路 DC 依次地执行上述写入操作、保持操作和发光操作。下文将描述显示像素 PIX 执行各操作所需要的条件。

### （写入操作）

在写入操作中，向电容器 Cs 写入与显示数据的灰度级值对应的电压。在写入操作期间，有机 EL 元件 OLED 处于有机 EL 元件 OLED 不发光的熄灭（lift-off）状态。在像素驱动电路 DC 的写入操作期间，驱动晶体管 T1 表现出图 4A 中所示的工作特性。

在图 4A 中，实线所示的特性线 SPw 示出了在用作驱动晶体管 T1 的 n 沟道型薄膜晶体管被二极管式连接的初始状态下在漏极-源极电压 Vds 与漏极-源极电流 Ids 之间的关系。特性线 SPw 上的点 PMw 是驱动晶体管 T1 的工作点。图 4A 中虚线所示的特性线 SPw2 示出了当驱动晶体管 T1 由于它的驱动历史而具有特性变化时在漏极-源极电压 Vds 与漏极-源极电流 Ids 之间的关系。如图 4A 中所示，漏极-源极电压 Vds 是阈值电压 Vth 和电压 Veff\_gs 之和，如以下公式（1）中所示。

$$V_{ds}=V_{th}+V_{eff\_gs} \quad (1)$$

当漏极-源极电压 Vds 超过阈值电压 Vth（栅极与源极之间的阈值电压=漏极与源极之间的阈值电压）时，漏极-源极电流 Ids 随漏极-源极电压 Vds 的增加而非线性地增加，如特性线 SP2 所示。因此，图 4A 中的 Veff\_gs 表示有效地形成漏极-源极电流 Ids 的电压。

在图 2 中所示的写入操作期间，有机 EL 元件 OLED 的驱动电流和驱动电压表现出图 4B 中所示的特性。在图 4B 中，实线所示的特性线 SPe 示出了在初始状态下在有机 EL 元件 OLED 的阳极与阴极之间施加的驱动电压 Voled 与在阳极与阴极之间流动的驱动电流 Ioled 之间的关系。当驱动电压 Voled 超过阈值电压 Vth\_oled 时，驱动电流 Ioled 随驱动电压 Voled 的增加而非线性地增加，如特性线 SPe 所示。在图 4B 中，特性线 SPe2 示出了当特性根据有机 EL 元件 OLED 的驱动历史而改变时在驱动电压 Voled 与驱动电流 Ioled 之间的关系的例子。

如图 3A 中所示, 在写入操作期间, 向保持晶体管 T2 的控制端子 TMh 施加导通电平 (高电平 H) 的保持控制信号 Shld, 以导通保持晶体管 T2。结果, 建立在驱动晶体管 T1 的栅极与漏极之间的连接 (短路) 以使驱动晶体管 T1 处于二极管连接状态。向电源端子 TMv 施加用于写入操作的第一电源电压 Vccw, 以及向数据端子 TMd 施加与显示数据的灰度级值对应的数据电压 Vdata。

然后, 驱动晶体管 T1 的漏极和源极在其间具有与在漏极与源极之间的电势差 (Vccw-Vdata) 对应的电流 Ids (下文称为“预期值电流”)。数据电压 Vdata 被设置为包括这一预期值电流 Ids 作为获得以下电流值所需要的电压值, 该电流值是有机 EL 元件 OLED 按照取决于显示数据的灰度级值的合适亮度发光所需要的。这时, 在驱动晶体管 T1 的栅极与漏极之间形成如上文所述的短路且驱动晶体管 T1 的漏极处于二极管连接状态。因此, 如图 3B 中所示, 驱动晶体管 T1 的漏极-源极电压 Vds 等于栅极-源极电压 Vgs 并且用以下公式 (2) 表示。注意, 利用该栅极-源极电压 Vgs 来对电容器 Cs 写入 (或者充电)。

$$V_{ds}=V_{gs}=V_{ccw}-V_{data} \quad (2)$$

接着, 将描述第一电源电压 Vccw。驱动晶体管 T1 是 n 沟道型晶体管。因此, 为了使驱动晶体管 T1 的漏极-源极电流 Ids 流动, 栅极电势必须高于源极电势 (正电势)。如图 3B 中所示, 栅极电势等于漏极电势 (第一电源电压 Vccw), 而源极电势等于数据电压 Vdata。因此, 为了使漏极-源极电流 Ids 流动, 必须建立以下公式 (3)。

$$V_{data}<V_{ccw} \quad (3)$$

为了使有机 EL 元件 OLED 处于光灭状态, 有机 EL 元件 OLED 的阳极端子的电压与阴极端子 TMc 的电压之差必须等于或者小于有机 EL 元件 OLED 的发光阈值电压 Vth\_oled。如图 3B 中所示, 触点 N2 连接到有机 EL 元件 OLED 的阳极端子。触点 N2 连接到数据端子 TMd 并且被施加数据电压 Vdata。另一方面, 向阴极端子 TMc 施加具有固定值的参考电压 Vss。

因此, 为了使有机 EL 元件 OLED 在写入操作中处于光灭状态, 数据电压 Vdata 与参考电压 Vss 之差必须等于或者小于有机 EL 元件 OLED 的发光阈值电压 Vth\_oled。在该情况下, 触点 N2 具有电势 Vdata; 因此, 必须满



足以下公式 (4) 以便有机 EL 元件 OLED 在写入操作期间处于光灭状态。注意, 当参考电压  $V_{ss}$  被设置为地电势 0V 时, 公式 (4) 可以用以下公式 (5) 代表。

$$V_{data}-V_{ss}=V_{th\_oled} \quad (4)$$

$$V_{data}=V_{th\_oled} \quad (5)$$

因此, 为了使得利用驱动晶体管 T1 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  对电容器  $C_s$  进行写入以及使有机 EL 单元 OLED 在写入操作期间不发光, 必须建立在基于上述公式 (2) 和公式 (5) 的以下公式 (6) 中示出的关系。

$$V_{ccw}-V_{gs}=V_{th\_oled} \quad (6)$$

然后, 为当驱动晶体管 Tr1 被二极管连接时的栅极-源极电压  $V_{gs}$  而建立的公式 (1) ( $V_{gs}=V_{ds}=V_{th}+V_{eff\_gs}$ ) 的关系被代入到公式 (6) 中以提供以下公式 (7)

$$V_{ccw}=V_{th\_oled}+V_{th}+V_{eff\_gs} \quad (7)$$

当建立形成漏极-源极电流  $I_{ds}$  的电压  $V_{eff\_gs}=0$  时, 公式 (7) 用以下公式 (8) 代表。如该公式 (8) 中所示, 在写入操作期间, 处于写入电平的第一电源电压  $V_{ccw}$  必须具有以下值, 该值等于或者小于发光阈值电压  $V_{th\_oled}$  和驱动晶体管 T1 的阈值电压  $V_{th}$  之和 (栅极-源极阈值电压=漏极-源极阈值电压)。

$$V_{ccw}=V_{th\_oled}+V_{th} \quad (8)$$

一般而言, 图 4A 中示出的驱动晶体管 T1 的特性和图 4B 中所示的有机 EL 元件的特性根据驱动历史而改变。下文将描述驱动晶体管 T1 和有机 EL 元件 OLED 的特性根据驱动历史而改变在写入操作中的影响。

首先, 将描述驱动晶体管 T1 的特性。如图 4A 中所示, 驱动晶体管 T1 在初始状态下的阈值电压  $V_{th}$  根据驱动历史而按照阈值电压改变量  $\Delta V_{th}$  来增加。当阈值电压根据驱动历史而变化时, 特性线变成通过将初始特性线 SPw 向更高电压侧基本上平移而获得的特性线 SPw2。在该情况下, 为了根据显示数据的灰度级值而获得灰度级电流 (漏极-源极电路  $I_{ds}$ ), 必须按照阈值电压改变量  $\Delta V_{th}$  来增加数据电压  $V_{data}$ 。

接着, 下文将描述有机 EL 元件 OLED 的特性改变在写入操作期间的的影响。一般而言, 有机 EL 元件具有根据驱动历史而增加的电阻。如图 4B 中

所示, 当与电阻改变之前的初始特性线  $SPe$  相比时, 在有机 EL 元件 OLED 的电阻改变之后的特性线  $SPe2$  中, 驱动电流  $I_{oled}$  相对于驱动电压  $V_{oled}$  的增加而增加的速率 (增加速率) 降低。

为了允许有机 EL 单元 OLED 即使在电阻为高时仍按照取决于显示数据的灰度级值的合适亮度发光, 必须向有机 EL 元件 OLED 供应依据灰度级值的驱动电流  $I_{oled}$ 。为了供应这样的驱动电流  $I_{oled}$ , 必须将驱动电压  $V_{oled}$  增加与特性线  $SPe2$  中的灰度级的必需驱动电流  $I_{oled}$  对应的电压和与特性线  $SPe$  的灰度级的必需驱动电流  $I_{oled}$  对应的电压之差。注意, 在驱动电流  $I_{oled}$  是最大值  $I_{oled\_max}$  时, 该电压差达到最大值  $\Delta V_{oled\_max}$ 。当完成写入操作以满足上述条件时, 显示像素 PIX 进行保持操作。

(保持操作)

在保持操作期间, 如图 5A 中所示, 向控制端子 TMh 施加关断电平 (低电平 L) 的保持控制信号 Shld。结果, 保持晶体管 T2 被关断以阻止驱动晶体管 T1 的栅极与漏极之间的电气连接。因此, 取消驱动晶体管 T1 的二极管连接以停止对电容器 Cs 的充电。如图 5B 中所示, 电容器 Cs 保持在写入操作期间充电的驱动晶体管 T1 的漏极-源极电压  $V_{ds}$  (=栅极-源极电压  $V_{gs}$ )。

当取消驱动晶体管 T1 的二极管连接时在漏极-源极电压  $V_{ds}$  与漏极-源极电路  $I_{ds}$  之间的关系遵循图 6 中实线所示的特性线  $SPh$ 。在该情况下的栅极-源极电压  $V_{gs}$  被维持为具有固定值 (例如, 在保持操作期间由电容器 Cs 保持的电压的值)。

图 6 中的特性线  $SPw$  与在图 4A 中所示的在写入操作期间的特性线  $SPw$  基本上相同, 并且示出了当驱动晶体管 T1 被二极管连接时的特性。特性线  $SPh$  和特性线  $SPw$  的交点是在保持期间的工作点 PMh。通过从特性线  $SPw$  的电压  $V_{gs}$  中除去阈值电压  $V_{th}$  来获得图 6 中的特性线  $SPo$ 。在特性线  $SPo$  和特性线  $SPh$  的交点 Po 处, 漏极-源极电压  $V_{ds}$  具有夹断 (pinch-off) 电压  $V_{po}$ 。

当驱动晶体管 T1 根据特性线  $SPh$  工作时, 其中漏极-源极电压  $V_{ds}$  从 0V 变成夹断电压  $V_{po}$  的区域为非饱和区。在非饱和区中, 漏极-源极电流

$I_{ds}$  随漏极-源极电压  $V_{ds}$  增加而增加。其中电压  $V_{ds}$  等于或者高于夹断电压  $V_{po}$  的区域是饱和区。在饱和区中,即使漏极-源极电压  $V_{ds}$  增加,漏极-源极电流  $I_{ds}$  基本上仍无变化。

注意,在电源电压  $V_{cc}$  从用于写入操作的第一电源电压  $V_{ccw}$  切换成用于发光操作的第二电源电压  $V_{cce}$  时(在保持操作被切换到发光操作时),保持控制信号  $Shld$  可以从导通电平切换到关断电平。当以上述方式完成保持操作时,显示像素  $PIX$  进行发光操作。

### (发光操作)

如图 7A 中所示,在上述保持操作之后的发光操作期间,使得驱动晶体管  $T1$  的二极管连接保持被取消。向电源端子  $TMv$  施加用于发光操作的第二电源电压  $V_{cce}$  而不是用于写入操作的第一电源电压  $V_{ccw}$ ,作为端子电压  $V_{cc}$ 。此第二电源电压  $V_{cce}$  具有比第一电源电压  $V_{ccw}$  的电势更高的电势。

结果,如图 7B 中所示,依据栅极-源极电压  $V_{gs}$  值的电流  $I_{ds}$  在驱动晶体管  $T1$  的漏极与源极之间流动。该电流  $I_{ds}$  被供应给有机 EL 元件 OLED 以允许有机 EL 元件 OLED 按照依据电流  $I_{ds}$  值的亮度发光。在发光操作期间,可以通过将栅极-源极电压  $V_{gs}$  维持为固定电平来将电流  $I_{ds}$  维持在固定电平。因此,可以例如在栅极与源极之间施加电容器  $C_s$  所保持的电压(从保持操作时段到发光操作时段向电容器  $C_s$  施加的电压)。

在发光操作期间,当栅极-源极电压  $V_{gs}$  固定时,有机 EL 元件 OLED 基于图 8A 中实线所示的负载线  $SPe$  来进行工作。负载线  $SPe$  示出了就电源端子  $TMv$  与有机 EL 元件 OLED 的阴极端子  $TMc$  之间的电势差( $V_{cce}-V_{ss}$ )的值作为参考而言在有机 EL 元件 OLED 的驱动电压  $V_{oled}$  和驱动电流  $I_{oled}$  之间的逆关系。在图 8A 中,特性线  $SPh$  与在保持操作期间图 6 中所示的特性线  $SPh$  基本上相同。

如图 8A 中所示,当处理从保持操作进行到发光操作时,驱动晶体管  $T1$  的工作点从在保持操作期间的工作点  $PMh$  移动到在发光操作期间的工作点  $PMe$ (有机 EL 元件 OLED 的特性线  $SPh$  和负载线  $SPe$  的保持操作期间的交点)。如图 8A 中所示,该工作点  $PMe$  是电源端子  $TMv$  与有机 EL

元件的阴极端子  $TM_c$  之间的电势差 ( $V_{cce}-V_{ss}$ ) 分布在驱动晶体管  $T1$  的漏极与源极之间和分布在有机 EL 元件 OLED 的阳极与阴极之间的点。具体而言, 如图 7B 中所示, 在发光操作期间的工作点  $PMe$  处, 在驱动晶体管  $T1$  的漏极与源极之间施加电压  $V_{ds}$ , 而在有机 EL 元件 OLED 的阳极与阴极之间施加驱动电压  $V_{oled}$ 。

当在写入操作期间在驱动晶体管  $T1$  的漏极与源极之间流动的预期值电流  $I_{ds}$  等于在发光操作期间向有机 EL 元件 OLED 供应的驱动电流  $I_{oled}$  时, 有机 EL 元件 OLED 发射其亮度取决于显示数据的灰度级值的光。为了实现这一点, 驱动晶体管  $T1$  在发光操作期间的工作点  $PMe$  必须维持在图 8A 中所示的饱和区内。

另一方面, 当达到最高显示灰度级时, 有机 EL 元件 OLED 的驱动电压  $V_{oled}$  具有最大值  $V_{oled\_max}$ 。具体而言, 为了允许有机 EL 元件 OLED 按照取决于显示数据的灰度级值的亮度发光, 用于发光操作的第二电源电压  $V_{cce}$  可以被设置为满足以下公式 (9) 中所示的关系。注意, 公式 (9) 的左侧表示在上述电源端子  $TM_v$  与有机 EL 元件 OLED 的阴极端子  $TM_c$  之间施加的电压。当向有机 EL 元件 OLED 的阴极端子施加的参考电压  $V_{ss}$  被设置为具有地电势  $0V$  时, 公式 (9) 可以用以下公式 (10) 表示。

$$V_{cce}-V_{ss}=V_{po}+V_{oled\_max} \quad (9)$$

$$V_{cce}=V_{po}+V_{oled\_max} \quad (10)$$

接着, 下文将描述有机 EL 元件 OLED 的特性变化在发光操作期间的影响。

如图 4B 中所示, 有机 EL 元件 OLED 根据驱动历史而具有较高电阻, 结果是, 驱动电流  $I_{oled}$  相对于驱动电压  $V_{oled}$  的增加速率降低。于是, 有机 EL 元件 OLED 的负载线  $SP_e$  更温和地倾斜, 如图 8B 中的  $SP_{e2}$  和  $SP_{e3}$  所示。具体而言, 有机 EL 元件 OLED 的负载线根据驱动历史而改变以使负载线从  $SP_e$  经过  $SP_{e2}$  变成  $SP_{e3}$ 。结果, 驱动晶体管  $T1$  的工作点在特性线  $SPh$  上从  $PMe$  经过  $PMe2$  变成  $PMe3$ 。

当驱动晶体管  $T1$  的工作点存在于饱和区 ( $PMe$  到  $PMe2$ ) 中时, 驱动电流  $I_{oled}$  维持为在写入操作期间的预期值电流  $I_{ds}$  的值。然而, 当工作点存在于非饱和区中时(例如当工作点从  $PMe2$  移到  $PMe3$  时), 驱动电流  $I_{oled}$

减小并且小于在写入操作期间的预期值电流  $I_{ds}$ 。驱动电流  $I_{oled}$  的减小使发光元件以比与显示数据的灰度级值对应的亮度更低的灰度级发光。

在图 8B 的例子中，夹断点  $P_o$  存在于非饱和区与饱和区之间的边界。因此，在有机 EL 元件具有更高电阻时，在发光操作期间在工作点  $P_{Me}$  与夹断点  $P_o$  之间的电势差充当用于在发光操作期间维持驱动电流  $I_{oled}$  的补偿裕度 (margin)。换言之，与驱动电流  $I_{oled}$  的电流值对应的补偿裕度充当在夹断点轨迹  $SP_o$  与有机 EL 元件的负载线  $SP_e$  之间的特性线  $SP_h$  上的电势差。注意，补偿裕度随着驱动电流  $I_{oled}$  的增加而减小。当在电源端子  $TM_v$  与有机 EL 元件 OLED 的阴极端子  $TM_c$  之间施加的电压 ( $V_{cce}-V_{ss}$ ) 增加时，补偿裕度增加。

在上述示例实施例中，晶体管电压用来控制各个发光元件的亮度（下文称为“电压灰度级控制”）。然后，基于先前确定的晶体管漏极-源极电压  $V_{ds}$  和漏极-源极电流  $I_{ds}$  的初始特性来设置数据电压  $V_{data}$ 。然而，基于上述方法来设置的数据电压  $V_{data}$  根据驱动历史来使阈值电压  $V_{th}$  增加。因此，向发光元件供应的驱动电流无法对应于显示数据（数据电压），因此发光元件没有以优选亮度发光。当晶体管特别地是非晶态晶体管时，元件特性明显地变化。

在 n 沟道型非晶硅晶体管时，驱动历史或者时间的改变使得载流子阱成为栅极绝缘膜。该载流子阱使栅极场偏移，并且漏极-源极电压  $V_{ds}$  与漏极-源极电流  $I_{ds}$  之间的特性具有增加的阈值电压  $V_{th}$ 。在图 4A 的例子中，在写入操作期间，阈值电压  $V_{th}$  从初始状态下的特性曲线  $SP_w$  移到处于更高电压的特性曲线  $SP_w2$ 。当在该情况下漏极-源极电压  $V_{ds}$  固定时，漏极-源极电流  $I_{ds}$  减小且发光元件的亮度降低。注意，图 4A 中所示的例子中的非晶晶体管被设计为具有 300nm (3000Å) 的栅极绝缘膜厚度、500μm 的沟道宽度、6.28μm 的沟道长度和 2.4V 的阈值电压。

当晶体管的元件特性变化时，阈值电压  $V_{th}$  基本上增加。在元件特性变化之后，示出了漏极-源极电压  $V_{ds}$  与漏极-源极电流  $I_{ds}$  之间关系的特性线  $SP_w2$  基本上是初始状态下的特性线  $SP_w$  的平移。因此，可以通过将与初始阈值电压  $V_{th}$  的改变量  $\Delta V_{th}$  对应的固定电压（下文称为“偏移电压  $V_{ofst}$ ”）与初始特性线  $SP_w$  的漏极-源极电压  $V_{ds}$  相加来获得与变化的特性

线 SPw2 基本上对应的特性曲线。具体而言,在用于向像素驱动电路 DC 写入显示数据的操作期间,向驱动晶体管 T1 的源极端子(触点 N2)施加通过特性线 SPw 上的漏极-源极电压  $V_{ds}$  以及偏移电压  $V_{ofst}$  而获得的电压(下文称为“补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ” )。

通过这样做,可以补偿由于阈值电压  $V_{th}$  变化而导致的元件特性变化。具体而言,可以向有机 EL 元件 OLED 供应其值取决于显示数据的发光驱动电流  $I_{em}$ 。已经接收该发光驱动电流  $I_{em}$  的有机 EL 元件 OLED 以依据显示数据的亮度发光。

### (实施例 1)

以下部分将描述用于通过上述显示像素 PIX 来显示图像的实施例 1 的显示装置 1。首先,将描述显示装置 1 的结构。如图 9 中所示,显示装置 1 包括:显示区 11;选择驱动器 12;电源驱动器 13;数据驱动器(显示驱动装置) 14;控制器 15;显示信号生成电路 16;以及显示面板 17。

显示区 11 包括:多个选择线  $L_s$ ;多个数据线  $L_d$ ;以及多个显示像素 PIX。各个选择线  $L_s$  沿显示区 11 的行方向(图 9 中的左右方向)排列。各个选择线  $L_s$  彼此平行。各个数据线  $L_d$  沿显示区 11 的列方向(图 9 中的上下方向)排列。各个数据线  $L_d$  彼此平行。各个显示像素 PIX 布置在相应的选择线  $L_s$  和相应的数据线  $L_d$  的相应交点附近并且按“n”行×“m”列(n 和 m 是正整数)以类似点阵的方式排列。

选择驱动器 12 按照预定时序将选择信号  $S_{sel}$  供应给各个选择线  $L_s$ 。该选择信号  $S_{sel}$  是用于指示与显示数据的灰度级值对应的电压所应当写入的显示像素 PIX 相关的电容器  $C_s$  的信号。可以通过集成电路(IC)芯片或者晶体管中的任何一个来构造选择驱动器 12。

电源驱动器 13 按照预定时序将具有预定电压电平的电源电压  $V_{cc}$  供应给平行于选择线  $L_s$  的在选择线  $L_s$  中排列的多个电源电压线  $L_v$ 。

数据驱动器(显示驱动装置) 14 按照预定时序向相应数据线  $L_d$  施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$  (例如  $V_{pix(i)}$ 、 $V_{pix(i+1)}$ )。

控制器 15 基于从显示信号生成电路 16 供应的时序信号来生成用于控制相应组件的操作的信号,以将该信号供应给相应组件。例如,控制器 15

供应用于控制选择驱动器 12 的操作的选择控制信号、用于控制电源驱动器 13 的操作的电源控制信号和用于控制数据驱动器 14 的操作的数据控制信号。

显示信号生成电路 16 基于从显示装置 1 的外部输入的视频信号来生成显示数据（亮度数据），以将该显示数据供应给数据驱动器 14。显示数据生成电路 16 还基于所生成的显示数据来提取用于在显示区 11 中显示图像的时序信号（例如系统时钟），以将该时序信号供应给控制器 15。该时序信号也可以由显示信号生成电路 16 生成。

显示面板 17 是其上具有显示区 11、选择驱动器 12 和数据驱动器 14 的平板。此平板也可以在其上具有电源驱动器 13。显示面板 17 也可以在其上具有数据驱动器 14 的一部分以及在显示面板 17 的外部提供数据驱动器的剩余部分。在该情况下，数据驱动器 14 在显示面板 17 中的一部分可以包括 IC 芯片或者晶体管。

显示面板 17 在其中心具有以点阵方式排列各个显示像素 PIX 的显示面板 17。各个显示像素 PIX 被分成位于显示区 11 的上区域处的组和位于下区域处的组。每组中包括的显示像素 PIX 分别连接到支路电源电压线 Lv。注意，实施例 1 中上区域处的组包括第一至第  $(n/2)$  显示像素 PIX（“n”是偶数）。下区域处的组包括第  $(n/2+1)$  至于第“n”显示像素 PIX。

在上区域处的组中的各个电源电压线 Lv 连接到第一电源电压线 Lv1。在下区域处的组中的各个电源电压线 Lv 连接到第二电源电压线 Lv2。第一电源电压线 Lv1 和第二电源电压线 Lv2 以独立方式连接到电源驱动器 13。因此，经由第一电源电压线 Lv1 向第一至第  $(n/2)$  显示像素 PIX 共同地施加电源电压 Vcc。经由第二电源电压线 Lv2 向第  $(n/2+1)$  至第“n”显示像素 PIX 共同地施加电源电压 Vcc。电源驱动器 13 以与电源驱动器 13 经由第二电源电压线 Lv2 施加电源电压 Vcc 的时序不同的时序经由第一电源电压线 Lv1 施加电源电压 Vcc。

图 9 中所示的显示像素 PIX 包括像素驱动电路 DC 和有机 EL 元件 OLED，如图 10 中所示。像素驱动电路 DC 具有晶体管 Tr11、选择晶体管 Tr12、驱动晶体管 Tr13 和电容器 Cs。该晶体管 Tr11 对应于图 1 中所示的保持晶体管 T2，而驱动晶体管 Tr13 对应于图 1 中所示的驱动晶体管 T1。

注意，各个晶体管 Tr11 至 Tr13 可以是任意类型的晶体管，但是在以下描述中的各个晶体管 Tr11 至 Tr13 都是 n 沟道型场效应晶体管。

保持晶体管 Tr11 是用于二极管连接驱动晶体管 Tr13 的晶体管。保持晶体管 Tr11 被构造为使得栅极端子连接到选择线 Ls、漏极端子连接到电源电压线 Lv 以及源极端子连接到触点 N11。向选择线 Ls 施加选择信号 Ssel。该选择信号 Ssel 与图 2 中所示的保持控制信号 Shld 相同。

图 10 中所示的选择晶体管 Tr12 被构造为使得栅极端子连接到选择线 Ls、源极端子连接到数据线 Ld 以及漏极端子连接到触点 N12。该触点 N12 对应于图 1 中所示的触点 N2。驱动晶体管 Tr13 被构造为使得栅极端子连接到触点 N11、漏极端子连接到电源电压线 Lv 以及源极端子连接到触点 N12。触点 N11 对应于图 1 中所示的触点 N1。

电容器 Cs 与图 1 中所示的电容器 Cs 相同。图 10 中所示的电容器 Cs 连接在触点 N11 与触点 N12 之间（驱动晶体管 Tr13 的栅极与源极之间）。有机 EL 元件 OLED 被构造为使得阳极端子连接到触点 N12 以及向阴极端子 TMc 施加固定参考电压 Vss。

在写入操作期间，向像素驱动电路 DC 中的电容器 Cs 施加与显示数据的灰度级值对应的补偿灰度级电压 Vpix。然后，补偿灰度级电压 Vpix、参考电压 Vss 和用于发光操作的向电源电压线 Lv 施加的具有高电势（Vcce）的电源电压 Vcc 满足上述公式（3）至（10）的关系。因此，在写入操作期间，有机 EL 元件 OLED 处于光灭状态。注意，像素驱动电路 DC 不限于图 10 中所示的结构，其也可以具有任何结构，只要该结构具有与图 1 中所示的相应元件对应的元件并且具有其上有串联排列的电流型发光元件 OLED 的驱动晶体管 T1 的电流路径。发光元件不限于有机 EL 元件 OLED，其也可以是其它电流驱动型发光元件，如发光二极管

选择驱动器 12 例如包括移位寄存器和输出电路部分（输出缓存器）。所述移位寄存器基于来自控制器 15 的选择控制信号来顺序地输出与各行的选择线 Ls 对应的移位信号。输出电路部分将该移位信号的电平转换成预定选择电平（高电平 H 或者低电平 L）。在转换之后，输出电路部分将转换后的移位信号作为选择信号 Ssel 顺序地输出到各行的选择线 Ls。

例如，在图 13 中所示的选择时段 Tsel（包括预充电时段 Tpre、瞬态响



应时段  $T_{trs}$  和写入时段  $T_{wrt}$  的时段) 期间, 选择驱动器 12 向与显示像素 PIX 连接的各行的选择线  $L_s$  供应高电平的选择信号  $S_{sel}$ 。选择驱动器 12 按照预定时序向每行中的选择线  $L_s$  供应选择信号  $S_{sel}$ , 以将每行中的显示像素 PIX 顺序地设置为选中状态。选择驱动器 12 可以包括与像素驱动电路 DC 中的各晶体管  $Tr_{11}$  至  $Tr_{13}$  中的晶体管相同的晶体管。

在选择时段  $T_{se}$  期间, 电源驱动器 13 基于来自控制器 15 的电源控制信号向各电源电压线  $L_v$  施加低电势 ( $=V_{ccw}$ ) 的电源电压  $V_{cc}$ 。在发光时段期间, 电源驱动器 13 向各电源电压线  $L_v$  施加高电势 ( $=V_{cce}$ ) 的电源电压  $V_{cc}$ 。在图 9 的例子中, 在上区域处的组中所包括的显示像素 PIX 的工作期间, 电源驱动器 13 经由第一电源电压线  $L_{v1}$  向这些显示像素 PIX 施加电源电压  $V_{cc}$ 。在上区域处的组中所包括的显示像素 PIX 的工作期间, 电源驱动器 13 还经由第二电源电压线  $L_{v2}$  向这些显示像素 PIX 施加电源电压  $V_{cc}$ 。

电源驱动器 13 可以包括时序生成器和输出电路部分。时序生成器基于来自控制器 15 的电源控制信号来生成与各电源电压线  $L_v$  对应的时序信号。时序生成器是例如顺序地输出移位信号的移位寄存器。输出电路部分将时序信号转换成预定电压电平 (电压值  $V_{ccw}$  和  $V_{cce}$ ), 以向各电源电压线  $L_v$  施加适合于该电压电平的电源电压  $V_{cc}$ 。当电源电压线  $L_v$  的数目少时, 可以在控制器 15 而不是在显示面板 17 中提供电源驱动器 13。

数据驱动器 (显示驱动装置) 14 生成与从显示信号生成电路 16 供应的用于各个显示像素 PIX 的显示数据 (与发射颜色对应的亮度) 对应的信号电压 (原灰度级电压  $V_{org}$ ), 以供补偿。通过补偿原灰度级电压  $V_{org}$ , 数据驱动器 14 生成与在各显示像素 PIX 中提供的驱动晶体管  $Tr_{13}$  的元件特性 (阈值电压) 对应的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。在生成之后, 数据驱动器 14 经由数据线  $L_d$  将补偿后的灰度级电压  $V_{pix}$  施加到各个显示像素 PIX。

如图 10 中所示, 数据驱动器 14 包括: 电阻器 141、灰度级电压生成器 142、电压转换器 143、电压计算器 144 和转换开关  $SW_1$  至  $SW_3$ 。在各列的数据线  $L_d$  中提供灰度级电压生成器 142、电压计算器 144 和转换开关  $SW_1$  至  $SW_4$ , 而在整个数据驱动器 14 中按数量“ $m$ ”提供灰度级电压生成器 142、电压计算器 144 和转换开关  $SW_1$  至  $SW_4$ 。

电压读取器 145 包括电压转换器 143 和转换开关  $SW_2$ 。电压转换器 143

和转换开关 SW2 连接到数据线 Ld。注意，从数据线 Ld 到各转换开关 SW1 至 SW3 的接线电阻和电容器被构造为彼此相等。因此，数据线 Ld 所导致的电压降与各转换开关 SW1 至 SW3 中的任一个基本上相等。

电阻器 141 具有移位寄存器和数据寄存器。移位寄存器基于来自控制器 15 的数据控制信号来顺序地输出移位信号。数据寄存器基于输出的移位信号来获取灰度级的亮度的数据，以将该数据传送到以并联方式在各列中提供的灰度级电压生成器 142。数据寄存器通过获取与显示区 11 上的一行中的显示像素 PIX 对应的数据来获取灰度级的数据。

灰度级电压生成器 142 生成和输出原灰度级电压 Vorg。该原灰度级电压 Vorg 是以下电压，该电压的值与用于各显示像素 PIX 的显示数据对应并且表明各有机 EL 元件 OLED 的灰度级的亮度。注意，原灰度级电压 Vorg 被施加在有机 EL 元件 OLED 的阳极与阴极之间并因此不依赖于晶体管 Tr13 的阈值电压 Vth。当驱动晶体管 Tr13 基于图 4A 中所示的特性线 SPw 工作时，灰度级电压生成器 142 向数据线 Ld 输出通过将该原灰度级电压 Vorg 与阈值电压 Vth 相加而获得的绝对电压值 ( $|Vorg+Vth|$ )。然后，通过在电源电压线 Lv 与数据线 Ld 之间的电势差，用于允许有机 EL 元件 OLED 以取决于显示数据的亮度发光的电流在晶体管 Tr13 中流动。

在写入操作期间，当电流从电源电压线 Lv 流向数据线 Ld 时，灰度级电压生成器 142 计算通过将具有原灰度级电压 Vorg 与阈值电压 Vth 之和的电压乘以-1 而获得的值，以输出该值。当电流从数据线 Ld 流向电源电压线 Lv 时，灰度级电压生成器 142 直接地输出具有原灰度级电压 Vorg 与阈值电压 Vth 之和的电压，而无需将该电压与系数相乘。注意，原灰度级电压 Vorg 被设置为增加显示数据的灰度级的更大的电压。

灰度级电压生成器 142 还可以例如包括数字到模拟转换器 (DAC) 和输出电路。DAC 基于从电源部分 (未示出) 供应的灰度级参考电压，将显示数据的数字信号电压转换成模拟信号电压。注意，该灰度级参考电压是以灰度级的值为基础的参考电压。输出电路按照预定时序输出 DAC 所转换的模拟信号电压，作为原灰度级电压 Vorg。

电压转换器 143 向数据线 Ld 施加预定预充电电压。在施加之后，在瞬态响应时段 (自然释放时段) 之后，经由数据线 Ld 读取电容器 Cs 的电压

(参考电压  $V_{ref}$ )。

在读取之后, 电压转换器 143 确定用以估计晶体管 Tr13 在特性变化之后的阈值电压的系数  $a$ 。接着, 电压转换器 143 将该系数  $a$  与参考电压  $V_{ref}$  相乘以生成第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$ , 以将第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  输出到电压计算器 144。

在图 10 的例子中, 在写入操作期间在数据线 Ld 中流动的电流被设置为从数据线 Ld 流向数据驱动器 14。因此, 第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  被设置为使得建立起  $a \cdot V_{ref} < V_{ccw} - V_{th1} - V_{th2}$ 。在该公式中,  $V_{th1}$  表示晶体管 Tr13 的阈值电压,  $V_{th2}$  表示晶体管 Tr12 的阈值电压。然后, 电流从电源电压线 Lv 开始经由晶体管 Tr13 的漏极和源极、晶体管 Tr12 的漏极和源极以及数据线 Ld 进行流动。

电压计算器 144 执行来自灰度级电压生成器 142 的原灰度级电压  $V_{org}$ 、来自电压转换器 143 的第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  和先前设置的第二补偿电压  $V_{ofst}$  之间的相加和相减。当灰度级电压生成器 142 包括 DAC 时, 对模拟信号执行相加和相减处理。注意, 例如基于晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  的输出变化特性来确定第二补偿电压  $V_{ofst}$ 。接着, 电压计算器 144 将通过相加和相减而获得的电压作为补偿灰度级电压  $V_{pix}$  输出到数据线 Ld。在写入操作期间, 电压计算器 144 确定补偿灰度级电压  $V_{pix}$  以便满足例如以下公式 (11)。

$$V_{pix} = a \cdot V_{ref} - V_{org} + V_{ofst} \quad (11)$$

各个转换开关 SW1 至 SW3 分别基于来自控制器 15 的数据控制信号来接通和关断。转换开关 SW1 接通或者关断由电压计算器 144 向数据线 Ld 施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。转换开关 SW2 接通或者关断电压转换器 143 读取数据线 Ld 的电压的操作。转换开关 SW3 接通或者关断向数据线 Ld 施加预充电电压  $V_{pre}$ 。

控制器 15 控制选择驱动器 12、电源驱动器 13 和数据驱动器 14 以便按照预定时序操作相应的驱动器。选择驱动器 12 将显示像素 PIX 顺序地设置为选中状态。电源驱动器 13 向各个电源电压线 Lv 施加电源电压  $V_{cc}$ 。数据驱动器 14 向各个显示像素 PIX 施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。

各个显示像素 PIX 的像素驱动电路 DC 在控制器 15 的控制下执行一序

列驱动控制操作。该驱动控制操作包括：补偿灰度级电压设置操作（预充电操作、瞬态响应、参考电压读取操作）；写入操作；保持操作；和发光操作。通过驱动控制操作，像素驱动电路 DC 使显示区 11 基于视频信号来显示图像信息。

显示信号生成电路 16 提取在从显示装置 1 的外部输入的视频信号中包括的灰度级信号。在提取之后，显示信号生成电路 16 针对显示区 11 的每一行，向数据驱动器 14 供应灰度数据信号。当视频信号包括限定将要显示图像的时序的时序信号时，显示信号生成电路 16 可以提取时序信号，以将该时序信号输出到控制器 15。然后，控制器 15 基于时序信号所限定的时序将各个控制信号输出到相应的驱动器。

（用于驱动显示装置的方法）

接着，将描述用于驱动显示装置 1 的方法。注意，以下部分将通过显示像素  $PIX(i, j)$  ( $1 \leq i \leq n$ ,  $1 \leq j \leq m$ ) 来表示放置在显示区 11 ( $n$  行  $\times$   $m$  列) 的位置  $(i, j)$  上的各个显示像素  $PIX$ 。

如图 11 中所示，用于驱动实施例 1 的显示装置 1 的方法包括：选择步骤、未选中状态切换步骤、未选中状态保持步骤、电源电压切换步骤和发光步骤。相应步骤是在各个显示像素  $PIX$  中执行的操作，使得在整个显示区 11 中的各个显示像素  $PIX$  独立地执行相应步骤的操作。该选择步骤是用于执行图 13 中所示的操作（预充电操作、补偿灰度级电压设置操作、写入操作）的步骤。未选中状态保持步骤是用于执行图 2 中所示的保持操作的步骤。发光步骤是用于执行图 2 中所示的发光操作的步骤。

如图 12 中所示，显示装置 1 按照预定周期时段  $T_{cyc}$  重复一序列操作。该周期时段  $T_{cyc}$  是例如一个显示像素  $PIX$  显示一帧图像的一个像素所需要的时段。在实施例 1 中，周期时段  $T_{cyc}$  是一行显示像素  $PIX$  显示一行视频帧图像所需要的时段。

首先，在选择时段  $T_{sel}$  中的补偿时段  $T_{det}$  中执行预充电操作。在预充电操作中，电压转换器 143 向各列的数据线  $L_d$  施加预定预充电电压  $V_{pre}$ 。结果，来自电源电压线  $L_v$  的预充电电流  $I_{pre}$  在去向数据线  $L_d$  的各行中流动。随后，如图 13 中所示，转换开关  $SW3$  关断，并且电压转换器 143 停

止施加预充电电压  $V_{pre}$ 。结果，完成预充电操作。注意，完成施加预充电电压  $V_{pre}$  的时序被包括在补偿时段  $T_{det}$  中。

当从预充电电压  $V_{pre}$  的施加停止起已经流逝图 13 中所示的读取时间  $t_1$  时，电压转换器 143 读取参考电压  $V_{ref}(t_1)$ 。

在补偿灰度级电压设置操作中，灰度级电压生成器 142 生成与从显示信号生成电路 16 供应的显示数据对应的原灰度级电压  $V_{org}$ 。电压计算器 144 补偿灰度级电压生成器 142 所生成的原灰度级电压  $V_{org}$ ，以生成补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。当电压计算器 144 生成补偿灰度级电压  $V_{pix}$  时，补偿灰度级电压设置操作完成。随后，执行写入操作。

在写入操作中，电压计算器 144 向各数据线  $L_d$  施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。结果，写入电流（晶体管  $Tr_{13}$  的漏极-源极电流  $I_{ds}$ ）在电容器  $C_s$  中流动。

在保持操作中，在电容器  $C_s$  中充电在晶体管  $Tr_{13}$  的栅极与源极之间通过写入操作写入的写入补偿灰度级电压  $V_{pix}$ （足以使写入电流流动的电荷）所决定的电压并且保持该电压。在下文中，其中执行保持操作的时段将被称为“保持时段  $T_{hld}$ ”。

在发光操作中，如图 12 中所示，基于电容器  $C_s$  所保持的充电电压，将发光驱动电流  $I_{em}$ （例如  $I_{em}(i)$ 、 $I_{em}(i+1)$ ）供应给有机 EL 元件 OLED。有机 EL 元件 OLED 以取决于显示数据的灰度级发光。其中执行发光操作的时段在下文中将被称为“发光时段  $T_{em}$ ”。在发光时段  $T_{em}$  期间，发光驱动电流  $I_{em}$  理想地等于晶体管  $Tr_{13}$  的漏极-源极电流  $I_{ds}$ 。

下文中，将以第“ $i$ ”行中的显示像素  $PIX$  为例描述在上述选择操作期间的各个操作。在现在正在处理的第“ $i$ ”行中的显示像素的选择时段  $T_{sel}$  期间执行参考电压读取操作和补偿灰度级电压生成操作。

如图 13 中所示，在补偿时段  $T_{det}$  期间执行预充电操作的时段将被称为“预充电时段  $T_{pre}$ ”。在该预充电时段  $T_{pre}$  期间，向电源电压线  $L_v$  施加电源电压  $V_{ccw}$ 。电压转换器 143 向各数据线  $L_d$  施加预定预充电电压  $V_{pre}$ 。结果，取决于预充电电压  $V_{pre}$  的漏极-源极电流  $I_{ds}$  在排列在特定行（例如第“ $i$ ”行）中的各个显示像素  $PIX$  的晶体管  $Tr_{13}$  中流动。电容器  $C_s$  累积取决于预充电电压  $V_{pre}$  的变化。

如图 13 中所示, 当预充电操作完成时, 显示驱动装置 DC 关断转换开关 SW3, 以停止施加预充电电压  $V_{pre}$ 。在完成预充电操作之后开始瞬态响应。因此, 预充电操作完成的时刻在下文中将被称为“瞬态响应开始时刻  $t_0$ ”。从瞬态响应开始到完成的时段在下文中将被称为“瞬态响应时段  $T_{trs}$ ”。

在瞬态响应时段  $T_{trs}$  期间, 数据驱动器 14 执行参考电压读取操作。在自瞬态响应开始时刻  $t_0$  开始的时间已经流逝并且达到读取时刻  $t_1$  之后, 电压转换器 143 经由数据线  $L_d$  读取在晶体管  $Tr_{13}$  的栅极与源极之间保持的电容器  $C_s$  的充电电压。所读取的充电电压是图 13 中所示的参考电压  $V_{ref}(t_1)$ 。

接着, 在图 13 中所示的补偿时段  $T_{det}$  期间, 像素驱动电路 DC 执行补偿灰度级电压生成操作。在补偿灰度级电压生成操作中, 电压计算器 144 基于参考电压  $V_{ref}(t_1)$  来设置补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。

如图 14 中所示, 在预充电时段  $T_{pre}$  期间, 电源驱动器 13 将写入操作电平的电源电压  $V_{cc}$  ( $=$ 第一电源电压  $V_{ccw}$  $=$ 参考电压  $V_{ss}$ ) 施加到与第“ $i$ ”行中的显示像素  $PIX$  连接的电源电压线  $L_v$ 。选择驱动器 12 向第“ $i$ ”行的选择线施加选中电平 (高电平) 的选择信号  $S_{sel}$ 。在第“ $i$ ”行的显示像素  $PIX$  被设置为选中状态。

然后, 在第“ $i$ ”行的各个显示像素  $PIX$  中, 相应的晶体管  $Tr_{11}$  导通以及相应的驱动晶体管  $Tr_{13}$  处于二极管连接状态。结果, 向驱动晶体管  $Tr_{13}$  的漏极端子和栅极端子 (触点  $N_{11}$ ; 电容器  $C_s$  的一端) 施加电源电压  $V_{cc}$  ( $=V_{ccw}$ )。晶体管  $Tr_{12}$  也导通以及晶体管  $Tr_{13}$  的源极端子 (触点  $N_{12}$ ; 电容器  $C_s$  的另一端) 电连接到相应列的数据线  $L_d$ 。

与该时序同步, 控制器 15 供应数据控制信号。如图 13 中所示, 数据驱动器 14 关断转换开关 SW1 并接通转换开关 SW2 至 SW3。结果, 经由相应的数据线  $L_d$  向相应的电容器  $C_s$  施加预定预充电电压  $V_{pre}$ 。

在施加预充电电压  $V_{pre}$  期间, 在元件特性的变化之后的驱动晶体管  $Tr_{13}$  的阈值电压的最大值是初始阈值电压  $V_{th0}$  与阈值电压的变化值  $\Delta V_{th}$  的最大值  $\Delta V_{th\_max}$  之和。晶体管  $Tr_{12}$  的漏极-源极电压的最大值是初始漏极-源极电压  $V_{ds12}$  与因晶体管  $Tr_{12}$  的增加电阻而导致的漏极-源极电压  $V_{ds12}$  的变化值  $\Delta V_{ds12}$  的最大值  $\Delta V_{ds12\_max}$  之和。还假设图 14 中所示

的选择晶体管 Tr12 和从电源电压线 Lv 到除了选择晶体管 Tr12 之外的数据线 Ld 的接线电阻所导致的电压降是 Vvd。然后，预充电电压 Vpre 被设置为满足以下公式(12)。注意，在公式(12)的左侧示出的电势差(Vccw-Vpre)是向选择晶体管 Tr12 和驱动晶体管 Tr13 施加的电压。

$$V_{ccw}-V_{pre}=(V_{th0}+\Delta V_{th\_max})+(V_{ds12}+\Delta V_{ds12\_max})+V_{vd} \quad (12)$$

向选择线 Ls 输出的选择信号 Ssel 在补偿时段 Tdet 期间是正电压而在除补偿时段 Tdet 之外的时段期间是负电压。于是，向晶体管 Tr12 的栅极端子施加的电压并不明显地接近正电压。因此，漏极-源极电压的变化值  $\Delta V_{ds12}$  的最大值  $\Delta V_{ds12\_max}$  如此之小，以至于在与驱动晶体管 Tr13 的阈值电压的变化值  $\Delta V_{th}$  的最大值  $\Delta V_{th\_max}$  比较时，最大值  $\Delta V_{ds12\_max}$  可以忽略。因此，公式(12)可以用以下公式(12a)表示：

$$V_{ccw}-V_{pre}=(V_{th0}+\Delta V_{th\_max})+V_{ds12}+V_{vd} \quad (12a)$$

具体而言，在电容器 Cs 的两端（晶体管 Tr13 的栅极与源极）之间施加取决于预充电电压 Vpre 的值的电压。向电容器 Cs 施加的电压高于在驱动晶体管 Tr13 的元件特性变化之后的阈值电压 Vth。因此，如图 14 中所示，驱动晶体管 Tr13 导通，以使取决于该电压的预充电电流 Ipre 在晶体管 Tr13 的漏极与源极之间流动。因此，电容器 Cs 的两端立即累积基于该预充电电流 Ipre 的电荷（基于预充电电压 Vpre 的电压）。

显示像素 PIX 自有的像素驱动装置 DC 具有图 10 中所示的结构。因此，为了使来自数据线 Id 的预充电电流 Ipre 沿数据驱动器方向流动，预充电电压 Vpre 被设置为具有相对于写入操作电平（低电平）的电源电压 Vccw 而言的负电势（ $V_{pre}<V_{ccw}=0$ ）。

在预充电操作中，假设向晶体管 Tr13 的源极端子施加的信号是电流信号。在这一情况下，造成以下风险：数据线 Ld 自有的接线电容和接线电阻和/或在像素驱动装置 DC 中包含的电容分量可能延迟电容器 Cs 中的电势（充电电压）变化。然而，在实施例 1 中施加的预充电电压 Vpre 是电压信号，并且因此可以在初始预充电时段 Tpre 期间利用电容器 Cs 来快速地充电。于是，如图 13 中所示，电容器 Cs 的充电电压迅速地接近预充电电压 Vpre，以便随后在预充电时段 Tpre 的剩余时段内逐渐地收敛至预充电电压 Vpre。

注意,在预充电时段  $T_{pre}$  期间,向有机 EL 元件 OLED 的阳极端子(触点 N12)施加的预充电电压  $V_{pre}$  的电压被设置为低于向阴极端子 TMc 施加的参考电压  $V_{ss}$ 。电源电压  $V_{ccw}$  被设置为等于或者低于参考电压  $V_{ss}$ 。因此,有机 EL 元件 OLED 不处于正偏置状态,并且因此其中没有电流。因此,在预充电时段  $T_{pre}$  期间,有机 EL 元件 OLED 不发光。

在预充电时段  $T_{pre}$  之后的瞬态响应时段  $T_{trs}$  (自然释放时段) 期间,如图 13 中所示,数据驱动器 14 将转换开关 SW1 维持于关断状态而将转换开关 SW2 维持于接通状态。数据驱动器 14 将转换开关 SW3 从接通切换成关断。这阻止向数据线 Ld 和处于未选中状态下的第“i”行中的显示像素 PIX 施加预充电电压  $V_{pre}$  (像素驱动电路 DC)。

然后,如图 15 中所示,晶体管 Tr11 和 Tr12 维持导通状态。维持在像素驱动电路 DC 与数据线 Ld 之间的电连接,但是阻止向数据线 Ld 施加电压。因此,电容器 Cs 的另一端子侧(触点 N12)被设置为具有高阻抗。

晶体管 Tr13 的栅极和源极(电容器 Cs 的两端)通过上述预充电操作在其间具有等于或者高于在晶体管 Tr13 的变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th\_max}$ ) 的电势差。因此,如图 15 中所示,晶体管 Tr13 维持导通状态,而瞬态电流  $I_{ref}$  经由晶体管 Tr13 从电源电压线 Lv 流出。在瞬态响应时段  $T_{trs}$  (自然释放时段) 期间,如图 13 中所示,晶体管 Tr13 的源极端子侧(触点 N12; 电容器 Cs 的另一端)具有朝向漏极端子侧(电源电压线 Lv 侧)的电势逐渐增加的电势。由此,经由晶体管 Tr12 电连接的数据线 Ld 也具有逐渐增加的电势。

在瞬态响应时段  $T_{trs}$  期间,在电容器 Cs 中累积的部分电荷放电。因此,晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  下降。因此,数据线 Ld 的电势从预充电电压  $V_{pre}$  变成收敛至在晶体管 Tr13 的变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ )。如果瞬态响应时段  $T_{trs}$  过长,则电势差 ( $V_{ccw} - V(t)$ ) 变成收敛至 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ )。标记“ $V(t)$ ”表示数据线 Ld 中随时间“t”而改变的电势,并且如图 13 中所示,等于当预充电时段  $T_{pre}$  完成时的预充电电压  $V_{pre}$ 。然而,当瞬态响应时段  $T_{trs}$  过长时,选择时段  $T_{sel}$  增加,因此显示特性(特别是视频显示特性)明显地恶化。

为了防止这一点,在实施例 1 中,瞬态响应时段  $T_{trs}$  被设置为使得晶



晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  比电势收敛至在变化之后的阈值电压 ( $V_{th} + \Delta V_{th}$ ) 的时段更短。瞬态响应时段  $T_{trs}$  被适当地设置为使得像素驱动电路 DC 可以在选择时段  $T_{sel}$  期间执行预充电操作和写入操作。具体而言, 瞬态响应时段  $T_{trs}$  完成的时刻 (参考电压读取时刻) 被设置为在晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  正在改变的状态下的特定时刻。注意, 有机 EL 元件 OLED 即使在瞬态响应时段  $T_{trs}$  期间也不发光。其原因在于, 向有机 EL 元件 OLED 的阳极端子侧处的触点 N12 施加的电压的值低于向阴极端子 TMc 施加的参考电压  $V_{ss}$ , 因此, 并不提供正偏置状态。

接着, 将描述参考电压读取操作。该参考电压读取操作与图 13 中所示的操作相同。具体而言, 在读取时刻  $t_1$ , 电压转换器 143 读取如图 15 中所示经由转换开关 SW2 连接到电压转换器 143 的数据线 Ld 的电势 (参考电压  $V_{ref}(t_1)$ )。参考电压读取时刻  $t_1$  是瞬态响应时段  $T_{trs}$  完成的时刻。具体而言, 图 13 中所示的瞬态响应时段  $T_{trs}$  等于 (参考电压读取时刻  $t_1$ ) - (瞬态响应开始时刻  $t_0$ )。

如图 15 中所示, 数据线 Ld 经由设置为导通状态的选择晶体管 Tr12 连接到驱动晶体管 Tr13 的源极端子 (触点 N12)。电压转换器 143 所读取的参考电压  $V_{ref}(t_1)$  是时间“ $t$ ”的函数, 并且基于与晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  对应的电压来确定。

在瞬态响应时段  $T_{trs}$  期间, 该电压  $V_{gs}$  根据晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ ) 而不同。因此, 可以基本上基于栅极-源极电压  $V_{gs}$  的变化来标识阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ )。然后, 随着阈值电压的变化量  $\Delta V_{th}$  增加, 栅极-源极电压  $V_{gs}$  的改变率减小。

在晶体管 Tr13 中, 变化量  $\Delta V_{th}$  随阈值电压  $V_{th}$  变化的增加而增加, 并且参考电压  $V_{ref}(t_1)$  也减小。因此, 基于参考电压  $V_{ref}(t_1)$  可以标识晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ )。

参考电压  $V_{can}$  可以用以下公式 (13) 表示。注意, 公式 (13) 中所示的  $V_{gs}(t_0)$  表示晶体管 Tr13 在读取时刻  $t_1(t_1)$  时的栅极-源极电压。标记“VR”表示晶体管 Tr12 的源极-漏极电阻所导致的电压降  $V_{ds12}$  与接线电阻  $V_{vd}$  所导致的电压降之和。

$$V_{ccw}-V_{ref}(t)=V_{gs}(t)+V_R \quad (13)$$

具体而言，在从瞬态响应时段  $T_{trs}$  期间的任意时刻 ( $t_0$ ) 到瞬态响应时段  $T_{trs}$  完成的时刻 ( $t_1$ ) 的时段期间，数据线  $L_d$  中的电势变化 ( $V_{ref}(t_1)-V_{ref}(t_0)$ ) 依赖于晶体管  $Tr_{13}$  的栅极-源极电压的变化 ( $V_{gs}(t_1)-V_{gs}(t_0)$ )。基于该变化量来标识晶体管  $Tr_{13}$  的阈值电压。

电压转换器 143 经由缓存器保持所读取的参考电压  $V_{ref}(t_1)$ 。然后，电压转换器 143 逆放大参考电压  $V_{ref}$  以转换电压电平，从而将结果输出为“第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$ ”。然后，参考电压读取操作完成，像素驱动电路 DC 执行用于写入显示数据的操作。

接着，将描述该写入操作。在写入操作期间，控制器 15 将数据控制信号供应给在图 10 中所示的电压读取器 145 中所包含的转换开关  $SW_1$  至  $SW_3$ 。结果，如图 16 中所示，转换开关  $SW_1$  接通而转换开关  $SW_2$  至  $SW_3$  关断。这提供了在数据线  $L_d$  与电压计算器 144 之间的电连接。电源驱动器 13 输出用于写入操作的第一电源电压  $V_{ccw}$ 。

接着，经由电阻器 141 将来自图 9 中所示的显示信号生成电路 16 的显示数据传送到在相应列(相应的数据线  $L_d$ )中提供的灰度级电压生成器 142。灰度级电压生成器 142 根据所传送的显示数据获取将经历写入操作的显示像素  $PIX$  (设置为选中状态的显示像素  $PIX$ ) 的灰度级值。然后，灰度级电压生成器 142 确定该灰度级值是否具有第 0 灰度级。

当灰度级值具有第 0 灰度级时，灰度级电压生成器 142 向电压计算器 144 输出用于使有机 EL 元件 OLED 执行不发光操作 (或者黑色显示操作) 的预定灰度级电压 (灰度级电压)  $V_{zero}$ 。该黑色灰度级电压  $V_{zero}$  经由图 16 中所示的转换开关  $SW_1$  施加到数据线  $L_d$ 。然后，电压计算器 144 并不基于参考电压  $V_{ref}$  来执行补偿处理 (用于补偿晶体管  $Tr_{13}$  的阈值电压  $V_{th}$  变化的补偿处理)。黑色灰度级值  $V_{zero}$  被设置为 ( $-V_{zero} < V_{th}-V_{ccw}$ )。然后，二极管连接的晶体管  $Tr_{13}$  具有比阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th}+\Delta V_{th}$ ) 更低的栅极-源极电压  $V_{gs}$  ( $\equiv V_{ccw}-V_{zero}$ ) 以获得  $V_{gs} < V_{th}$ 。注意，黑色灰度级电压  $V_{zero}$  抑制晶体管  $Tr_{12}$  和  $Tr_{13}$  的各阈值电压的变化，因此理想地建立  $V_{zero}=V_{ccw}$ 。

另一方面，当灰度级值没有第 0 灰度级时，灰度级电压生成器 152 生

成具有适合于该灰度级值的电压值的原灰度级电压  $V_{org}$ ，以将原灰度级电压  $V_{org}$  输出到电压计算器 144。电压计算器 144 使用从电压转换器 143 输出的图 16 中所示的第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  来补偿该原灰度级电压  $V_{org}$ ，以便具有适合于晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  变化的电压值。

然后，电压计算器 144 计算补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ，使得原灰度级电压  $V_{org}$ 、第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  和第二补偿电压  $V_{fst}$  满足上述公式 (11)。注意，例如基于晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  的变化特性（在阈值电压  $V_{th}$  与参考电压  $V_{ref}$  之间的关系）来计算第二补偿电压  $V_{fst}$ 。原灰度级电压  $V_{org}$  是其电石随显示数据的灰度级增加而增加的正电压。

电压计算器 144 经由转换开关 SW1 向数据线 Ld 施加所生成的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  的系数  $a$  是正值，而第二补偿电压  $V_{fst}$  是取决于晶体管 Tr13 的设计的正值（ $-V_{fst} < 0$ ）。补偿灰度级电压  $V_{pix}$  被设置为具有基于作为参考的写入操作电平电源电压  $V_{cc}$ （ $=V_{ccw}$ =参考电压  $V_{ss}$ ）的相对负电势。因此，补偿灰度级电压  $V_{pix}$  随灰度级的增加而朝向负电势降低（并且电压信号具有增加的幅度）。

基于取决于晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压（ $\Delta V_{th0} + \Delta V_{th}$ ）的补偿电压（ $a \cdot V_{ref} + V_{fst}$ ），向在设置为选中状态的显示像素 PIX 中所包含的晶体管 Tr13 的源极端子（触点 N12）施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ，为该补偿灰度级电压补偿原灰度级电压  $V_{org}$ 。因此，在晶体管 Tr13 的栅极与源极（电容器 Cs 的两端）之间施加取决于补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的电压  $V_{gs}$ 。在上述写入操作中，取代了使适合于显示数据的电流在晶体管 Tr13 的栅极端子和源极端子中流动来设置电压，而是向栅极端子和源极端子直接地施加期望电压。因此，各个端子和触点的电势可以快速地设置为期望状态。

注意，在写入时段  $T_{wrt}$  期间，向有机 EL 元件 OLED 的阳极端子施加的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  被设置为低于向阴极端子 TMc 施加的参考电压  $V_{ss}$ 。因此，有机 EL 元件 OLED 处于反偏置状态，并且因此不发光。然后，写入操作完成而显示装置 1 执行保持操作。

接着，将描述该保持操作。如图 12 中所示，在保持时段  $T_{hld}$  期间，选择驱动器 12 向第“i”行的选择线 Ls 施加未选中电平（低电平）的选择信号

Ssel。结果，保持晶体管 Tr11 如图 17 中所示被关断，以取消驱动晶体管 Tr13 的二极管连接状态。未选中电平的选择信号 Ssel 也关断图 17 中所示的选择晶体管 Tr12，以阻止在晶体管 Tr13 的源极端子（触点 N12）与数据线 Ld 之间的电连接。然后，在第“i”行的晶体管 Tr13 的栅极与源极（电容器 Cs 的两端）之间保持补偿阈值电压  $\Delta V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压（ $V_{th0} + \Delta V_{th}$ ）后的电压。

如图 12 中所示，在保持时段 Thld 期间，选择驱动器 12 向第 (i+1) 行的选择线 Ls 施加选中电平（高电平）的选择信号 Ssel。结果，第 (i+1) 行的显示像素 PIX 被设置为选中状态。随后，在针对单个组的最后一行的选择时段 Tsel 完成之前，相应行经历上述补偿灰度级电压设置操作和写入操作。然后，选择驱动器 12 按照不同时序向相应行的选择线 Ls 施加选中电平的选择信号 Ssel。注意，如图 24 中所示，已经为之完成补偿灰度级电压设置操作和写入操作的相应行的显示像素 PIX 连续地执行保持操作，直至向所有行的显示像素 PIX 写入补偿灰度级电压 Vpix（取决于显示数据的电压）。

例如当驱动和控制相应组中的所有显示像素 PIX 以同时发光时，在写入操作与发光操作之间执行该保持操作。在该情况下，如图 24 中所示，对于不同行，保持时段 Thld 也不同。在图 17 的例子中，转换开关 SW1 至 SW3 都关断。然而，如图 12 中所示，当在第“i”行中的显示像素 PIX 执行保持操作时（第“i”行的保持时段 Thld），在第 (i+1) 行之后的显示像素 PIX 同时执行补偿灰度级电压设置操作和写入操作。因此，在相应行的显示像素 PIX 的每个选择时段 Tsel 期间按照预定时序单独地切换控制各个转换开关 SW1 至 SW3。然后，保持操作完成，而显示像素 PIX 执行发光操作。

接着，将描述该发光操作。如图 12 中所示，在发光操作（发光时段 Tem）期间，选择驱动器 12 向相应行（例如第“i”行和第 (i+1) 行）的选择线 Ls 施加未选中电平（低电平）的选择信号 Ssel。如图 18 中所示，电源线 13 向电源电压线 Lv 施加发光操作电平（第二电源电压 Vcce）的电源电压 Vcc。该第二电源电压 Vcce 是具有比参考电压 Vss 的电势更高的电势的正电压（ $V_{cce} > V_{ss}$ ）。

第二电源电压 Vcce 被设置为使得电势差（ $V_{cce} - V_{ss}$ ）高于晶体管 Tr13

的饱和电压(夹断电压  $V_{po}$ )与有机 EL 元件 OLED 的驱动电压  $V_{oled}$  之和。因此,如图 7 和图 8 中示出的例子中所示,晶体管 Tr13 在饱和区中工作。向有机 EL 元件 OLED 的阳极(触点 N12)施加在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间通过写入操作写入的电压( $V_{ccw}-V_{pix}$ )所决定的正电压。另一方面,向阴极端子 TMc 施加参考电压  $V_{ss}$ (例如地电势),因此有机 EL 元件 OLED 处于反偏置状态。

如图 18 中所示,电源电压线 Lv 使发光驱动电流  $I_{em}$  经由晶体管 Tr13 流入有机 EL 元件 OLED 中。该发光驱动电流  $I_{em}$  具有取决于补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的电流值。因此,有机 EL 元件以期望的灰度级亮度发光。注意,有机 EL 元件 OLED 在下一周期时段  $T_{cyc}$  中持续发光操作,直至电源驱动器 13 开始施加写入操作电平( $=V_{ccw}$ )的电源电压  $V_{cc}$ 。

#### (用于驱动显示装置的方法)

接着,将描述用于驱动上述显示装置 1 的方法。图 19 的例子示出了数据线 Ld 中的电压变化。在该情形下,像素驱动电路 DC 的各个晶体管是非晶硅晶体管。数据线 Ld 的电压和电源电压  $V_{cc}$  被设置为使得在像素驱动电路 DC 中流动的电流被汲取到数据驱动器 14 中。预充电电压  $V_{pre}$  被设置为 -10V。分别地,选择时段  $T_{trs}$  被设置为  $35\mu s$ ,预充电时段  $T_{pre}$  被设置为  $10\mu s$ ,瞬态响应时段  $T_{trf}$  被设置为  $15\mu s$ ,而写入时段  $T_{wrt}$  被设置为  $10\mu s$ 。该选择时段  $T_{trs}=35\mu s$  对应于当显示区 11 具有 480 个扫描线(选择线)而帧速率是 60fps 时向各扫描线分配的选择时段。

在显示装置 1 的驱动控制操作中,在选择时段  $T_{sel}$  期间顺序地执行预充电操作、参考电压读取操作和写入操作。

在预充电操作中,数据驱动器 14 接通转换开关 SW3。结果,向数据线 Ld 施加具有负电压(-10V)的预充电电压  $V_{pre}$ 。然后,数据线电压如图 19 中所示急剧地下降。随后,数据线电压根据数据线 Ld 的接线电容和接线电阻所导致的时间常数来逐渐地收敛至预充电电压  $V_{pre}$ 。通过数据线电压中的这种变化,在被设置为选中状态的行中的晶体管 Tr13 的栅极与源极之间施加与预充电电压  $V_{pre}$  对应的栅极-源极电压  $V_{gs}$ 。

随后,在瞬态响应开始时刻  $t_0$ ,数据驱动器 14 关断转换开关 SW3。这

阻止向数据线 Ld 施加预充电电压  $V_{pre}$  且阻抗增加。然而，由于电容器 Cs 的充电电压而在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间保持栅极-源极电压  $V_{gs}$ 。因此，晶体管 Tr13 维持导通状态。因此，瞬态电流  $I_{ds}$  在晶体管 Tr13 的漏极与源极之间流动。

在瞬态电流  $I_{ds}$  流动于其间时，漏极-源极电压  $V_{ds}$  的电势下降，而与该电压  $V_{ds}$  的电势相等的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的电势也下降。然后，电压  $V_{gs}$  朝向晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ ) 改变。因此，晶体管 Tr13 的源极端子（触点 N12）的电势随时间流逝而逐渐地增加。

在实施例 1 的驱动控制操作中，在显示像素（像素驱动电路）中流动的电流从数据线 Ld 汲取到数据驱动器 14 中。因此，数据线 Ld 被设置为具有比电源电压  $V_{cc}$  的电压更低的负电压。在该情形下，如图 19 中所示，晶体管 Tr13 具有的栅极-源极电压  $V_{gs}$  越高，晶体管 Tr13 具有的阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ ) 就越高。

在瞬态响应状态下，晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  随时间流逝而朝着阈值电压  $V_{th}$  或者在变化之后的阈值电压 ( $V_{th0} + \Delta V_{th}$ ) 增加。随后，该电压  $V_{gs}$  变成收敛至阈值电压  $V_{th}$ ，如图 20 中示出的特性线 ST1 和 ST2 所示。瞬态响应时段  $T_{trs}$  被设置为比电压  $V_{gs}$  收敛至阈值电压  $V_{th}$  的时段更短。

然后，就每小时的数据线电压的变化而言，当阈值电压  $V_{th}$  具有更低绝对值时，栅极-源极电压  $V_{gs}$  的增加更多。当阈值电压  $V_{th}$  具有更高绝对值时，栅极-源极电压  $V_{gs}$  的增加更少。在与初始状态接近的阈值电压  $V_{th(L)}$  的情况下，变化  $\Delta V_{th}$  为小，并且因此电压  $V_{gs}$  的增加明显地改变（特性线 ST1）。另一方面，当变化  $\Delta V_{th}$  为大时，电压  $V_{gs}$  的增加温和地改变（特性线 ST2）。在图 20 的例子中，特性线 ST1 和 ST2 用来检测在电压  $V_{gs}$  收敛至阈值电压  $V_{th}$  之前的参考电压  $V_{ref}$ 。在检测之后，可以标识相应的特性线 ST1 和 ST2 的变化，以基于其变化来估计阈值电压  $V_{th(L)}$  和  $V_{th(H)}$  作为收敛电压。如上所述，参考电压  $V_{ref}$  是晶体管 Tr13 的瞬态响应时段  $T_{trs}$  和阈值电压  $V_{th}$  的函数。

接着，以下部分将描述驱动晶体管 Tr13 的阈值电压与参考电压  $V_{ref}$  之

间的关系。以下例子将与在图 19 中所示例子中一样假设预充电电压  $V_{pre}$  是-10V。瞬态响应时段  $T_{trs}$  被设置为  $15\mu s$ 。

晶体管  $Tr_{13}$  被设置为具有用于计算在漏极与源极之间的饱和电流  $I_{ds}$  ( $=K \times (W/L) \times (V_{gs} - V_{th})^2$ ) 的为  $7.5 \times 10^{-9}$  的常数  $K$  以及信道宽度  $W$  与长度  $L$  之比 80/6.5, 作为驱动能力。选择晶体管  $Tr_{12}$  的源极与漏极之间的电阻被设置为  $13MO$ , 而作为电容器  $C_s$  与像素寄生电容  $C_{pix}$  之和的像素电容  $C_s + C_{pix}$  被设置为  $1pF$ 。数据线  $L_d$  的寄生电容  $C_{para}$  被设置为  $10pF$ , 而数据线  $L_d$  的接线电阻  $R_{data}$  被设置为  $10kO$ 。

在该情形下, 晶体管  $Tr_{13}$  所具有的阈值电压  $V_{th}$  (初始阈值电压  $V_{th0}$  + 阈值电压改变量  $\Delta V_{th}$ ) 与参考电压  $V_{ref}$  之间的关系具有图 21 中所示的特性。具体而言, 阈值电压  $V_{th}$  越低, 参考电压  $V_{ref}$  就越高。阈值电压  $V_{th}$  越高, 参考电压  $V_{ref}$  就越低。该特性基本上是线性的, 因此参考电压  $V_{ref}$  与阈值电压  $V_{th}$  之间的关系可以用如以下公式 (14) 中所示的线性函数  $y = a \cdot x + b$  表示。在上述公式 (11) 中, 该斜率 “ $a$ ” 基本上等于 “ $a$ ”。在图 21 的例子中, “ $a$ ” 的值约为 2。  $V_{ofst}$  表示当参考电压  $V_{ref}$  是 0 时的阈值电压  $V_{th}$  (理论值), 这是基于检验条件而设置的唯一电压值。

$$V_{th} = -a \cdot V_{ref} - V_{ofst} \quad (14)$$

在写入操作中, 向数据线  $L_d$  施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。如图 19 中所示, 数据线电压急剧地增加以随后朝着补偿灰度级电压  $V_{pix}$  收敛。因此, 在被设置为选中状态的行中, 在晶体管  $Tr_{13}$  的栅极与源极 (电容器  $C_s$  的两端) 之间保持取决于补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的栅极-源极电压  $V_{gs}$ 。电压计算器 144 对原灰度级电压  $V_{org}$ 、第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$  和第二补偿电压  $V_{ofst}$  进行相加和相减, 以生成该补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。原灰度级电压  $V_{org}$  被设置为取决于处于初始状态的显示数据 (亮度和颜色的数据) 的电压值。在初始状态下, 阈值电压  $V_{th}$  不变。因此, 补偿灰度级电压  $V_{pix}$  可以用以下公式 (15) 表示。

$$V_{pix} = -! V_{org} + V_{th}! \quad (15)$$

当公式 (15) 代入公式 (14) 中时, 获得上述公式 (11)。电压计算器 144 可以基于公式 (11) 来加上和减去相应电压, 以根据阈值电压的变化  $\Delta V_{th}$  来生成具有经历补偿处理的值的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。当有机 EL 元件

OLED 不发光时, 优选不使用公式 (15) 且补偿灰度级电压  $V_{pix}$  可以被设置为电源电压  $V_{cc}$  (=发光操作电平的第二电源电压  $V_{cce}$ )。

接着, 将描述用于实现上述驱动显示装置的方法的数据驱动器 14 的具体结构。如图 22 中所示, 数据驱动器 14 主要包括灰度级电压生成器 142、电压转换器 143、电压计算器 144 和转换开关 SW1 至 SW3。数据线  $L_d$  具有寄生电容  $C_{para}$  和接线电阻  $R_{data}$ 。

灰度级电压生成器 142 包括数字-模拟电压转换器 V-DAC (下文中称为“DA 转换器”)。在该实施例中, 该 DA 转换器 V-DAC 具有图 23 中所示的电压转换特性。DA 转换器 V-DAC 将从显示信号生成电路 16 供应的灰度级数据 (数字信号) 转换成模拟信号电压。转换后的模拟信号电压是原灰度级电压  $V_{org}$ 。DA 转换器 V-DAC 将该原灰度级电压  $V_{org}$  输出到电压转换器 143。

注意, 在图 23 的例子中, 晶体管  $Tr_{13}$  的漏极-源极电流  $I_{ds}$  与数字输入灰度级基本上成比例。因此, 有机 EL 元件 OLED 具有与流动电流 (或者电流密度) 的值基本上成比例的发光亮度, 并且以相对于数字输入呈线性的灰度级来显示。

图 22 中所示的电压转换器 143 包括多个电压跟随器型放大电路和多个反相放大电路。在放大电路中, 运算放大器 OP1 的+侧输入端子经由转换开关 SW2 连接到数据线  $L_d$ 。运算放大器 OP1 的输出端子连接到运算放大器 OP1 的-侧输入端子。

在反相放大电路中, 运算放大器 OP2 的+侧输入端子连接到参考电压。运算放大器 OP2 的-侧输入端子经由电阻器 R1 连接到运算放大器 OP1 的输出端子, 以及经由电阻器 R2 连接到运算放大器 OP2 的输出端子。

具有运算放大器 OP1 的放大电路保持参考电压  $V_{ref}$  的电压电平。注意, 保持电容  $C_f$  是用以保持参考电压  $V_{ref}$  的电压电平的电容。

反相放大电路使参考电压  $V_{ref}$  的电压极性反相。反相放大电路还根据基于电阻器 R2 和 R1 之比 ( $R_2/R_1$ ) 而确定的电压放大比来放大具有反相极性的电压 ( $-V_{ref}$ )。在放大之后获得的电压  $[-(R_2/R_1) \cdot V_{ref}]$  是上述第一补偿电压。比率  $R_2/R_1$  对应于公式 (14) 中所示的斜率“a”。反相放大电路还将第一补偿电压  $[-(R_2/R_1) \cdot V_{ref}]$  输出到电压计算器 144。



电压计算器 144 包括加法器电路。该加法器电路具有图 22 中所示的运算放大器 OP3。经由电阻器 R 向运算放大器 OP3 的+侧输入端子施加参考电压。该+侧输入端子经由另一电阻器 R 连接到第二补偿电压  $V_{ofst}$  的外部输入端子。另一方面，-侧输入端子经由电阻器 R 连接到运算放大器 OP2 的输出端子。该侧输入端子经由另一电阻器 R 连接到 DA 转换器 V-DAC 以及经由另一电阻器 R 连接到运算放大器 OP3 的输出端子。

电压计算器 144 对原灰度级电压  $V_{org}$ 、第一补偿电压 $[-(R_2/R_1) \cdot V_{ref}]$ 和第二补偿电压  $V_{ofst}$  进行相加和相减，以生成补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。电压计算器 144 经由转换开关 SW1 将该补偿灰度级电压  $V_{pix}$  输出到数据线 Ld。

各个转换开关 SW1 至 SW3 包括晶体管开关。各个转换开关 SW1 至 SW3 是基于从控制器 15 供应的数据控制信号（切换控制信号 OUT、REF、PRE 中的任一个）来接通或者关断。这接通或者关断数据驱动器 14（电压计算器 144、电压转换器 143、预充电电压  $V_{pre}$  的外部输入端）与数据线 Ld 之间的连接。

（用于驱动显示装置的方法）

接着，将描述显示装置 1 特有的驱动方法。如图 9 中所示，实施例 1 中的各个显示像素 PIX 被分成在显示区 11 的上区域提供的组和在下区域提供的组。分别经由不同电源电压线 Lv1 和 Lv2 向各组中所包括的显示像素 PIX 施加独立的电源电压  $V_{cc}$ 。因此，在每组中所包括的多个行中的显示像素 PIX 同时执行发光操作。

以下部分将描述显示像素 PIX 在上述驱动方法中工作的时序。以下部分将假设图 9 中所示的显示区 11 包括 12 行中的显示像素，以及相应显示像素被分成具有第一行至第六行的组（在显示区 11 的上区域提供的组）以及具有第七至第十二行的组（在显示区 11 的下区域提供的组）。如图 24 中所示，首先，使各行的显示像素 PIX 顺序地执行补偿灰度级电压设置操作（预充电操作、瞬态响应、参考电压读取操作）和写入操作。当写入操作完成时，使组中的所有显示像素 PIX 同时以取决于显示数据的灰度级发光。针对各组顺序地重复该发光操作。结果，在显示区 11 上显示一屏数据。

例如，经由第一电源电压线 Lv1 向第一行至第六行的组中的各显示像

素 PIX 施加具有低电势的电源电压  $V_{cc}$  ( $=V_{ccw}$ )。然后, 为从第一行开始到第六行的各行重复地执行补偿灰度级电压设置操作、写入操作和保持操作。就各行的显示像素 PIX 而言, 电压计算器 144 从电压转换器 143 获取与驱动晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  对应的第一补偿电压  $a \cdot V_{ref}$ 。向显示像素 PIX 写入补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。在完成写入操作的行中的显示像素 PIX 随后经历保持操作。

在完成对第六行中的显示像素 PIX 的写入操作的时刻, 电源驱动器 13 经由第一电源电压线 Lv1 向相应显示像素 PIX 施加高电势电源电压  $V_{cc}$  ( $=V_{cce}$ )。结果, 基于取决于向相应显示像素 PIX 写入的显示数据的灰度级 (补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ), 使在该组 (第一行至第六行) 中包括的所有显示像素 PIX 同时发光。该组的显示像素持续地发光, 直至在第一行中的显示像素 PIX 被设置为下一补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。其中该组的显示像素持续地发光直至在第一行中的显示像素 PIX 被设置为下一补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的时段是第一行至第六行的发光时段  $T_{em}$ 。注意, 这一驱动方法使在第六行 (上区域的组中的最后一行) 中的显示像素 PIX 发光而无需在写入操作之后执行保持操作。

另一方面, 在完成对第一行至第六行的组中的相应显示像素 PIX 的写入操作的时刻, 电源驱动器 13 经由第二电源电压线 Lv2 向在第七行至第十二行的组中的相应显示像素 PIX 施加用于写入操作的电源电压  $V_{cc}$  ( $=V_{ccw}$ ), 然后, 针对从第七行开始到第十二行的相应行重复与用于第一行至第六行的组的上述操作 (补偿灰度级电压设置操作、写入操作和保持操作) 基本上相同的操作。注意, 在这些操作期间, 在第一行至第六行的组中的显示像素持续地发光。

在完成对第十二行中的显示像素 PIX 的写入操作的时刻, 电源驱动器 13 向相应的显示像素 PIX 施加用于发光操作的电源电压  $V_{cc}$  ( $=V_{cce}$ )。结果, 使在该组 (第七行至第十二行) 的六行中的显示像素 PIX 同时发光。然后, 在完成对各组的所有行中的显示像素 PIX 的写入操作的时刻, 可以使在该组中的所有显示像素 PIX 同时发光。在利用补偿灰度级电压设置各组中的各行中的显示像素期间和在写入电流  $I_{ds}$  流动于其中期间, 可以控制该组中的各显示像素不发光。

在图 24 的例子中，十二行的显示像素 PIX 被分成两组并且执行控制，数据驱动器 14 通过该控制来使各组按照不同时序发光。因此，一帧时段  $T_{fr}$  与通过不发光操作来实现黑色显示的时段之比（下文称为“黑色插入率”）可以被设置为 50%。一般而言，为了允许个人在视觉上清晰地识别视频而不会感觉难以辨别或者模糊，该黑色插入率应当是 30% 或者更高。因此，该驱动方法可以按相对有利的显示图片质量来显示数据。

注意，在各行中的显示像素也可以被分成三组或者更多组而不是两组。在各组中所包括的行不限于连续行并且也可以分成具有奇数行的组和具有偶数行的组。电源电压线  $L_v$  也可以连接到各行而不是连接到所分成的组。在该情形下，可以向各电源电压线独立地施加电源电压  $V_{cc}$ ，使得各行中的显示像素 PIX 可以单独地发光。

如上所述，根据本发明的实施例 1，在显示数据的写入时段  $T_{wrt}$  期间，在驱动晶体管  $Tr_{13}$  的栅极与源极之间直接地施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ，且在电容器  $C_s$  中保持期望电压。该补偿灰度级电压  $V_{pix}$  具有补偿了显示数据和驱动晶体管的元件特性的变化的电压值。结果，可以基于补偿灰度级电压  $V_{pix}$  来控制在发光元件（有机 EL 元件 OLED）中流动的发光驱动电流  $I_{em}$ ，而发光元件可以按期望的灰度级亮度来发光。具体而言，电压指定（电压施加）可以用来控制发光元件的显示灰度级。

因此，可以在预定选择时段  $T_{sel}$  内以快速而安全的方式向各显示像素写入取决于显示数据的灰度数据信号（补偿灰度级电压）。按照这一方式，本发明的显示装置 1 可以抑制显示数据的不充分写入并且可以允许显示像素以取决于显示数据的优选灰度级发光。

注意，实施例 1 可以针对显示区具有较大尺寸的情况、显示区具有较小尺寸的情况、显示低灰度级数据的情况和在小的显示区中的显示像素中流动的电流为小的情况中的任何情况，使用电压指定（电压施加）来控制发光元件的显示灰度级。就此而言，与使用取决于显示数据的流动电流的电流指定来执行写入操作（或者保持取决于显示数据的电压）以控制灰度级的方法相比，本发明的灰度级控制方法是有利的。

根据实施例 1，在向显示像素 PIX 自有的像素驱动电路 DC 写入显示数据之前，获取根据驱动晶体管  $Tr_{13}$  的阈值电压  $V_{th}$  的变化来补偿原灰度级

电压  $V_{org}$  的第一补偿电压。随后，写入操作用来生成基于该补偿电压来补偿的灰度数据信号（补偿灰度级电压  $V_{pix}$ ）和基于验证条件设置的唯一电压值（第二补偿电压），以向发光 EL 元件 OLED 施加灰度数据信号。结果，阈值电压的变化被补偿，而各个显示像素（发光元件）以取决于显示数据的适当灰度级的亮度发光。这可以抑制各个显示像素 PIX 的发光特性的分散。

根据实施例 1，从数据驱动器 14 输出的灰度数据信号（补偿灰度数据信号）是电压信号。因此，即使当晶体管 Tr13 在写入操作期间具有小数值的漏极-源极电流  $I_{ds}$  时，仍可快速地设置取决于该电流  $I_{ds}$  的栅极-源极电压  $V_{gs}$ 。这不同于用于直接地控制晶体管 Tr13 的漏极-源极电流  $I_{ds}$  的电流值以控制像素的灰度级的方法。因此，在选择时段 Tsel 期间，可以在晶体管 Tr13 的栅极和源极与电容器 Cs 之间写入补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。这消除了像素驱动电路 DC 结构的结构中需要例如用于存储用于生成补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的补偿数据的存储装置（例如帧存储器）。

根据实施例 1 的驱动方法，即使当多个显示像素具有不同阈值电压  $V_{th}$  时，仍基于参考电压  $V_{ref}$  来估计各阈值电压  $V_{th}$ ，以补偿各阈值电压  $V_{th}$ 。结果，可以使多个像素按照相同的发光特性（例如相同亮度）来工作。例如，假设显示像素 A 具有阈值电压为  $V_{th\_A}$  的晶体管 Tr13 以及显示像素 B 具有阈值电压为  $V_{th\_B}$  的晶体管 Tr13。基于公式（14）来补偿驱动晶体管 Tr13 的阈值电压。还假设在各个显示像素的漏极与源极之间流动的电流是  $I_A$  和  $I_B$ 。在饱和区中， $I_A$  和  $I_B$  分别用以下公式（16）和（17）表示。注意，在公式（16）和（17）中的“K”表示系数。

$$I_A = K \{ (V_{org} + V_{th\_A}) - V_{th\_A} \}^2 = K \cdot \{ V_{org} \}^2 \quad (16)$$

$$I_B = K \{ (V_{org} + V_{th\_B}) - V_{th\_B} \}^2 = K \cdot \{ V_{org} \}^2 \quad (17)$$

如上所述，该方法可以不仅补偿驱动晶体管 Tr13 的阈值电压改变量  $\Delta V_{th}$  的影响而且补偿各晶体管中的阈值特性的分散的影响。因此，根据实施例 1，即使当显示像素 A 的阈值电压在阈值电压  $V_{th}$  基本上无变化  $\Delta V_{th}$  的初始状态下不同于显示像素 B 的阈值电压时，补偿各个显示像素所具有的各驱动晶体管 Tr13 的阈值电压变化，以提供均匀显示特性。

## （实施例2）

在根据实施例 1 的电压指定型灰度级控制方法中，基于参考电压  $V_{ref}$  来补偿原灰度级电压  $V_{org}$ ，以生成补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。然后，向相应显示像素 PIX 施加该补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。实施例 1 中所示的灰度级控制方法是基于以下假设的：可以通过在驱动晶体管 Tr13 的栅极与源极之间连接的电容器  $C_s$  来充分地抑制显示像素 PIX 上寄生的电容分量的影响。该方法还基于以下假设：即使当电源电压  $V_{cc}$  从写入电平切换到发光电平时，在电容器  $C_s$  中保持的写入电压仍无变化。

然而，移动电子装置如移动电话常常要求更小的面板尺寸和精细的图片质量。这样的要求可能防止电容器  $C_s$  的存储电容被设置得高于显示像素 PIX 的寄生电容。在该情况下，当在发光操作开始之时造成在电容器  $C_s$  中充电的写入电压的变化时，这造成驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的变化。这造成发光驱动电流  $I_{em}$  的变化，以防止各个显示像素以取决于显示数据的亮度发光。

为了避免该问题，取代了使用补偿灰度级电压  $V_{pix}$  来补偿驱动晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  的变化，可以补偿发光驱动电流  $I_{em}$  的值。以下部分将描述用于执行上述操作的本发明的实施例 2 的显示装置 1。

首先，将描述实施例 2 的显示装置 1 的结构。实施例 2 的显示装置 1 具有与如图 9 和图 10 中所示结构相同的基本结构。具体而言，如图 25 中所示，实施例的显示像素 PIX 与实施例 1 的显示像素 PIX 基本上相同。显示像素 PIX 自有的像素驱动电路 DC 包括：串联连接到发光元件 OLED 的驱动晶体管 Tr13；选择晶体管 Tr12；以及用于二极管连接驱动晶体管 Tr13 的保持晶体管 Tr11。

在实施例 2 中，数据驱动器（显示驱动装置）14 具有图 25 中所示的结构而不是图 10 中所示的结构。

如同在实施例 1 中一样，实施例 2 的灰度级电压生成器 142 生成原灰度级电压  $V_{org}$ ，以输出原灰度级电压  $V_{org}$ 。就该原灰度级电压  $V_{org}$  而言，补偿像素驱动电路（驱动晶体管 Tr13）的固有电压特性，以便允许发光元件以期望的灰度级的亮度发光。

数据驱动器 14（显示驱动装置）包括加法器部分（电压读取器）146

（而不是图 10 中所示的电压转换器 143）和转换器 147。数据驱动器 14 还包括反转计算器（inversion calculator）（补偿灰度数据信号生成器）148，而不是图 10 中所示的电压计算器 144。数据驱动器 14 还包括转换开关 SW4。注意，加法器部分 146 和转换开关 SW2 将统称为“电压读取器 149”。分别在各列的数据线 Ld 中按数量“m”提供加法器部分 146、转换器 147、反转计算器 148 和转换开关 SW4 的组合。

加法器部分（电压读取器）146 向数据线 Ld 施加预定预充电电压  $V_{pre}$ 。在预定瞬态响应时段  $T_{trs}$ （自然释放时段）之后，加法器部分 146 读取参考电压  $V_{ref}$ 。加法器部分 146 向转换器 147 输出通过将先前设置的偏移电压  $V_{ofst}$  与参考电压  $V_{ref}$  相加而获得的电压（ $V_{ref}+V_{ofst}$ ）。

转换器 147 将从加法器部分 146 输出的电压（ $V_{ref}+V_{ofst}$ ）与预定系数  $a$  相乘。该系数  $a$  用来估计在晶体管 Tr13 的特性变化之后的阈值电压  $V_{th}$ 。在相乘之后，转换器 147 向反转计算器 148 输出所得电压  $a(V_{ref}+V_{ofst})$ 。注意，转换器 147 所生成的电压  $a(V_{ref}+V_{ofst})$  可以如以下公式（21）中所示用阈值电压  $V_{th}$  的预定倍数  $\beta$  表示。注意，“ $\beta V_{th}$ ”在下文中将称为“补偿电压”。

$$\beta V_{th} = a \cdot (V_{ref} + V_{ofst}) \quad (21)$$

反转计算器 148 将来自灰度级电压生成器 142 的原灰度级电压  $V_{org}$  与来自转换器 147 的补偿电压  $\beta V_{th}$  相加，以生成补偿灰度级电压（补偿灰度数据信号） $V_{pix}$ 。当灰度级电压生成器 142 在这一级包括 DA 转换器时，反转计算器 148 以模拟信号的形式将原灰度级电压  $V_{org}$  与补偿电压  $\beta V_{th}$  相加。然后，反转计算器 148 经由数据线 Ld 在电容器 Cs 中按照所生成的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  充电（写入操作）。注意，实施例 2 还允许反转计算器 148 将补偿灰度级电压  $V_{pix}$  设置为负极性，以便使写入电流在写入操作期间从数据线 Ld 流入数据驱动器 14 中。然后，补偿灰度级电压  $V_{pix}$  被设置为满足以下公式（22）。注意，在公式（22）中，规定  $\beta > 1$ 、原灰度级电压  $V_{org} > 0$  而  $V_{in} < 0$ 。

$$V_{pix} = -V_{in} = -V_{org} - \beta V_{th} \quad (22)$$

转换开关 SW4 连接在反转计算器 148 的输出端子与用于施加黑色灰度级电压  $V_{zero}$  的电源端子之间。注意，转换开关 SW4 理想地具有与各转换开关 SW1 至 SW3 的电阻和电容相等的电阻和电容。基于来自控制器 15 的

数据控制信号来接通或者关断转换开关 SW4。基于此，转换开关 SW4 控制向数据线 Ld 施加黑色灰度级电压 Vzero。

当灰度级是第 0 灰度级时（或者当有机 EL 元件 OLED 不发光时），灰度级电压生成器 142 不输出原灰度级电压 Vorg。然后，经由转换开关 SW4 向反转计算器 148 的输出端子施加黑色灰度级电压 Vzero。公式 (22) 可以用以下公式 (23) 表示。具体而言，实施例 2 的显示驱动装置 14 具有上述结构以补偿像素驱动电路（驱动晶体管 Tr13）的固有电压特性，并且向电容器 Cs 生成补偿灰度级电压 Vpix，用于使发光元件 OLED 按照期望的灰度级电压 Vpix 的亮度发光。

$$V_{pix} = -V_{in} = V_{zero} = V_{th} \quad (23)$$

（用于驱动显示装置的方法）

接着，将描述用于驱动实施例 2 的显示装置 1 的方法。与在实施例 1 中一样，实施例 2 也首先执行用于设置补偿灰度级电压的操作。加法器部分 146 向相应列上的数据线 Ld 施加预定预充电电压 Vpre。结果，加法器部分 146 使预充电电流 Ipre 从电源电压线 Lv 流入相应行的数据线 Ld 中。随后，加法器部分 146 停止施加预充电电压 Vpre。在停止之后，加法器部分 146 在瞬态响应时段 Ttrs 之后读取参考电压 Vpre(t0)。与在实施例 1 中一样，该瞬态响应时段 Ttrs 被设置为比晶体管 Tr13 的栅极-源极电压 Vgs 收敛至在变化之后的阈值电压（Vth+ΔVth）的时段更短。

接着，反转计算器 148 基于补偿电压 βVth 来补偿原灰度级电压 Vorg，补偿电压是基于参考电压 Vref 而设置的。反转计算器 148 生成公式 (22) 中所示的补偿灰度级电压 Vpix，以向相应数据线 Ld 施加补偿灰度级电压 Vpix。然后，基于该补偿灰度级电压 Vpix 的写入电流 Iwrt 在相应显示像素 PIX 中流动。该写入电流 Iwrt 对应于晶体管 Tr13 的漏极-源极电流 Ids。

因此，实施例 2 设置电压 Vgs 使得驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压 Vgs 满足以下公式 (24)，以便补偿写入电流 Iwrt。在公式 (24) 中，Vd0 表示根据指定的灰度级（数字位）而改变的在写入操作期间向晶体管 Tr13 的栅极和源极施加的电压 Vgs 之中的电压。在公式 (24) 中，γVth 表示取决于阈值电压 Vth 的电压。该 Vd0 对应于第一补偿电压，而 γVth 对应于第

二补偿电压。注意，在公式（24）中的常数  $\gamma$  由以下公式（25）限定。

$$V_{gs}=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th} \quad (24)$$

$$\gamma=1+(C_{gs11}+C_{gd13})/C_s \quad (25)$$

通过满足公式（24），实施例 2 可以使用补偿灰度级电压  $V_{pix}$  来补偿在发光操作期间从晶体管 Tr13 流入有机 EL 元件 OLED 中的发光驱动电流  $I_{em}$ 。实施例 1 与实施例 2 的不同在于补偿灰度级电压  $V_{pix}$  已经补偿晶体管 Tr13 中的阈值电压  $V_{th}$  的变化。注意，在公式（25）中的  $C_{gs11}$  是如图 27A 中所示的触点 N11 与触点 N13 之间的寄生电容。 $C_{gd13}$  表示触点 N11 与触点 N14 之间的寄生电容， $C_{para}$  表示数据线 Ld 的寄生电容，而  $C_{pix}$  表示有机 EL 元件 OLED 的寄生电容。

在用于驱动显示装置的上述方法中，从写入操作到发光操作的转变使得向选择线 Ls 施加的选择信号 Ssel 从高电平切换到低电平，并且还使向电源电压线 Lv 施加的电源电压 Vcc 从低电平切换到高电平。这造成驱动晶体管 Tr13 中的栅极-源极电压（在电容器 Cs 中保持的电压） $V_{gs}$  的变化的风险。在实施例 2 中，该电压  $V_{gs}$  被设置为满足公式（24），以补偿写入电流  $I_{wrt}$ 。

然后，介绍用于指定在发光操作期间在有机 EL 元件 OLED 中流动的发光驱动电流  $I_{em}$  的栅极-源极电压  $V_{gs}$ 。注意，以下部分假设在写入操作期间的电源电压 Vcc (=Vccw) 是地电势 GND。如图 27A 中所示，在写入操作期间，向显示像素 PIX 施加选中电平（高电平）的选择信号 Ssel (=Vsh) 以及用于写入操作的电源电压 Vcc (=Vccw=GND)。反转计算器 148 向显示像素 PIX 施加比电源电压 Vccw 的电平电压 (=GND) 更低的具有负极性的灰度级电压  $V_{Pix}$  (= -Vin)。

结果，晶体管 Tr11 和选择晶体管 Tr12 导通，并且向驱动晶体管 Tr13 的栅极（触点 N11）施加电源电压 Vccw (=GND) 而向晶体管 Tr13 的源极（触点 N12）施加具有负极性的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。结果，在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间造成电势差，以导通晶体管 Tr13。然后，写入电流  $I_{wrt}$  从施加有电源电压 Vccw 的电源电压线 Lv 流入数据线 Ld 中。在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间形成的电容器 Cs 中保持取决于该写入电流  $I_{wrt}$  的值的  $V_{gs}$ （写入电压  $V_d$ ）。



注意，图 27A 中所示的  $C_{gs11}'$  是当晶体管 Tr11 的栅极电压（选择信号 Ssel）从高电平变成低电平时在晶体管 Tr11 的栅极与源极之间造成的有效寄生电容。 $C_{gd13}$  是当驱动晶体管 Tr13 的源极-漏极电压在饱和区中时在晶体管 Tr13 的栅极与漏极之间造成的寄生电容。

另一方面，如图 27B 中所示，在发光操作期间，向选择线 Ls 施加未选中电平（低电平）的电压（ $-V_{s1} < 0$ ）的选择信号 Ssel 以及施加具有高电势的用于发光的电源电压  $V_{cc}$ （ $=V_{cce}$ ；例如 12-15V）。关断选择晶体管 Tr12，以阻止反转计算器 148 向数据线 Ld 施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ （ $=-V_{in}$ ）。

通过向选择线 Ls 施加具有电压  $V_{sel}$  的选择信号 Ssel，关断晶体管 Tr11 以阻止向晶体管 Tr13 的栅极（触点 N11）施加电源电压  $V_{cc}$  以及阻止向晶体管 Tr13 的源极（触点 N12）施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。然后，在电容器 Cs 中保持在写入操作期间在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间造成的电势差（ $0 - (-V_d) = V_d$ ）。因此，维持栅极-源极电势差  $V_d$ ，并且晶体管 Tr13 维持导通状态。结果，依据栅极-源极电压  $V_{gs}(=V_d)$  的发光驱动电流从电源电压线 Lv 流向有机 EL 元件 OLED。然后，有机 EL 元件 OLED 以取决于该电流  $I_{em}$  的值的亮度发光。

注意，图 27B 中所示的触点 N12 处的电压  $V_{oel}$  表示有机 EL 元件 OLED 在发光操作期间的电压（下文称为“发光电压”）。 $C_{gs11}$  是当晶体管 Tr11 的栅极电压（选择信号 Ssel）具有低电平（ $-V_{s1}$ ）时在栅极与源极之间造成的寄生电容。注意，图 27A 的  $C_{gs11}'$  与图 27B 的  $C_{gs11}$  之间的关系用以下公式（26）表示。注意，公式（26）中的电压  $V_{sh1}$  表示在选择信号 Ssel 的高电平（ $V_{sh}$ ）与低电平（ $-V_{s1}$ ）之间的电势差（ $V_{sh} - (-V_{s1})$ ）。

$$C_{gs11}' = C_{gs11} + (1/2) \times C_{ch11} \times V_{sh}/V_{sh1} \quad (26)$$

在从写入操作转变到发光操作时，切换选择信号 Ssel 和电源电压  $V_{cc}$  的电压电平。然后，在写入操作期间，在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间保持的电压  $V_{gs}$ （ $=V_d$ ）根据公式（27）而变化。在公式（27）中， $c_{gd}$ 、 $c_{gs}$  和  $c_{gs}'$  表示通过用电容器的电容来归一化各寄生电容  $C_{gd}$ 、 $C_{gs}$  和  $C_{gs}'$  而获得的值，并且建立  $c_{gd} = C_{gd}/C_s$ 、 $c_{gs} = C_{gs}/C_s$  和  $c_{gs}' = C_{gs}'/C_s$ 。注意，电压  $V_{gs}$  根据向像素驱动电路 DC 施加的电压的改变而变化所依据的特性称为“像素驱动电路 DC 独有的电压特性”。

$$+(c_{gd} \cdot V_{cce} - c_{gs} \cdot V_{sh}) / (1 + c_{gs} + c_{gd}) \quad (27)$$

在切换向像素驱动电路 DC 施加的控制电压（选择信号 Ssel、电源电压 Vcc）之前和之后通过应用“电荷量守恒定律”来引入公式（27）。如图 28A 和图 28B 中所示，向串联连接的电容分量（电容 C1 和 C2）的一端施加的电压从 V1 充电成 V1'。然后，相应电容分量在该改变之前的电荷量 Q1 和 Q2 以及相应电容分量在该改变之后的电荷量 Q1' 和 Q2' 可以用以下公式（28a）至（28d）代表。

$$Q1 = C1(V1 - V2) \quad (28a)$$

$$Q2 = C2V2 \quad (28b)$$

$$Q1' = C1(V1' - V2') \quad (28c)$$

$$Q2' = C2V2' \quad (28d)$$

基于公式（28a）至（28d），计算  $-Q1 + Q2 = Q1' + Q2'$ ，在电容分量 C1 和 C2 的连接点处的电势 V2 和 V2' 用以下公式（29）代表。

$$V2' = V2 - \{C1 / (C1 + C2)\} \cdot (V1 - V1') \quad (29)$$

接着，以下部分将描述当上述公式（28a）至（28d）和（29）中所示关系应用于显示像素 PIX（像素驱动电路 DC 和有机 EL 元件 OLED）并且切换选择信号 Ssel 时在晶体管 Tr13 的栅极（触点 N11）处的电势 Vn11。

在该情况下，可以用图 29A 和 30B 中所示的等效电路代替图 26、28A 和 28B 中所示的等效电路。在图 29A 的例子中，向选择线 Ls 施加选中电平（高电平电压 Vsh）的选择信号 Ssel，而向电源电压线 Lv 施加具有低电势的电源电压 Vcc（=Vccw）。在图 29B 的例子中，向选择线 Ls 施加未选中电平（低电平电压 Vsl）的选择信号 Ssel。向电源电压线 Lv 施加具有低电势的电源电压 Vcc（=Vccw）。

在施加选中电平（Vsh）的选择信号 Ssel 期间，在图 29A 中所示的各电容分量 Cgs11、Cgs11b、Cds13 和 Cpix 以及电容器 Cs 中保持的电荷量用以下公式（30a）至（30d）表示。当施加未选中电平（Vs1）的选择信号 Ssel 时，在图 29B 中所示的各电容分量 Cgs11、Cgs11b、Cds13 和 Cpix 以及电容器 Cs 中保持的电荷量用以下公式（30e）至（30h）表示。在图 29B 中所示的触点 N11 与 N13 之间示出的电容分量 Cgs11b 是除晶体管 Tr11 的沟道内电容之外的栅极-源极寄生电容 Cgso11。在图 29A 中所示的触点 N11 与

N13 之间的电容分量  $C_{gs11b}$  是通过将晶体管 Tr11 的沟道电容  $C_{ch11}$  与  $1/2$  相乘而获得的值与  $C_{gs11}$  ( $=C_{gso11}$ ) 之和 ( $C_{gs11}=C_{ch11}/2+C_{gs11}$ )。

$$Q1=0 \quad (30a)$$

$$Q2=C_s \cdot V_d \quad (30b)$$

$$Q3=-C_{pix} \cdot V_d \quad (30c)$$

$$Q4=C_{gs11b} \cdot V_{sh} \quad (30d)$$

$$Q1'=C_{gd13} \cdot V_1 \quad (30e)$$

$$Q2'=C_s \cdot (V - V_1) \quad (30f)$$

$$Q3'=-C_{pix} \cdot V \quad (30g)$$

$$Q4'=C_{gs11} \cdot V_{sh} \cdot (V_1 - V_{sl}) \quad (30h)$$

当在图 29A 和图 29B 的例子中应用电荷量守恒定律时，在触点 N11 处和在触点 N12 处的各电荷的关系用以下公式 (31a) 和 (31b) 表示。

$$-Q1+Q2-Q4=-Q1'+Q2'-Q4' \quad (31a)$$

$$-Q2+Q3=-Q2'+Q3' \quad (31b)$$

当将公式 (31a) 至 (31b) 应用于上述公式 (30a) 至 (30d) 时，在触点 N11 处的电势  $V_{n11}$  和在触点 N12 处的电势  $V_{n12}$  用以下公式 (32a) 和 (32b) 表示。注意，公式 (32a) 和 (32b) 中所示的  $C_{gs11'}$  和  $D$  分别用以下公式 (33a) 和 (33b) 限定。

$$V_{n11}=V_1=-(C_{gs11'} \cdot C_{pix} + C_{gs11'} \cdot C_s) \cdot V_{sh} / D \quad (32a)$$

$$V_{n12}=V=V_d - (C_{gs11'} \cdot C_s) \cdot V_{sh} / D$$

(32b)

$$C_{gs11'}=C_{gs11} + (C_{ch11'} \cdot C_s) / (2 \cdot V_{sh})$$

(33a)

$$D=C_{gd13} \cdot C_{pix} + C_{gd13} \cdot C_s + C_{gs11} \cdot C_{pix} + C_{gs11} \cdot C_s + C_s \cdot C_{pix} \quad (33b)$$

以下部分将描述以下情况：上述用于引入电势的方法应用于根据实施例 2 的从写入操作到发光操作的相应步骤以及用于驱动实施例 2 中的显示装置 1 的方法。用于驱动实施例 2 的显示装置 1 的方法与图 11 的例子中所示方法相同并且包括选择步骤、未选中状态切换步骤、未选中状态保持步

骤、电源电压切换步骤和发光步骤。

具体而言，在实施例 2 中，选择步骤是用以将选中电平的选择信号 Ssel 发送到显示像素 PIX 以选择显示像素 PIX，从而向显示像素 PIX 自有的电容器 Cs 写入根据显示数据的电压的步骤。未选中状态切换步骤是用以使在选择步骤中选择的各显示像素 PIX 处于未选中状态的步骤。未选中状态保持步骤是在通过切换步骤而使之处于未选中状态的显示像素 PIX 的电容器 Cs 中保持电容器 Cs 的步骤。电源电压切换步骤是将向连接到在未选中状态下已经保持充电电压的电容器的驱动晶体管 Tr13 施加的电源电压 Vcc 从写入操作电平（低电势）切换成发光操作电平（高电势）的步骤。发光步骤是使发光单元以取决于显示数据的亮度发光的步骤。

首先，以下部分将描述在选择步骤转变到未选中状态切换步骤时各点处的电压变化。在转变之前，如图 30A 中所示，晶体管 Tr11 和晶体管 Tr12 通过施加高电势的选择信号而导通，并且写入电流 Iwrt 在晶体管 Tr13 的漏极与源极之间流动。触点 N11 具有电势 Vccw（地电势）而触点 N12 具有电势 -Vd。

当在该状态下向晶体管 Tr11 和向晶体管 Tr12 施加未选中电平的选择信号 Ssel 时，晶体管 Tr11 和晶体管 Tr12 如图 30B 中所示从导通切换成关断。限定在切换之后的触点 N11 具有电势 -V1 而在切换之后的触点 N12 具有电势 -V。当选择信号 Ssel 从高电平（Vsh）的正电势切换成低电平（-Vsl）的负电势时，驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压 Vgs' 从 Vd 改变了 -ΔVgs。然后，在切换之后的电压 Vgs'（写入电压（即在触点 N11 的电势 Vn11 与触点 N12 的电势 Vn12 之间的电势差））用以下公式（34）表示。

$$\begin{aligned} V_{gs}' &= V_{n11} - V_{n12} = -V1 - (-V) = V - V1 \\ &= Vd - (C_{gs11}' \cdot C_{pix} / D) \cdot V_{sh1} = Vd - \Delta V_{gs} \end{aligned} \quad (34)$$

该电压转变 ΔVgs 用  $C_{gs11}' \cdot C_{pix} \cdot V_{sh1} / D$  表示。在未选中切换步骤在触点 N11 与 N12 之间的电容分量 Cs' 是在除晶体管 Tr13 的栅极-源极电容之外的部分形成的寄生电容分量。在公式（32a）、（32b）、（33a）和（33b）中，“Cs”是电容分量 Cs'、除晶体管 Tr13 的沟道内电容之外的栅极-源极寄生电容 Cgsol3 与晶体管 Tr13 在饱和区中的沟道内栅极-源极电容之和。该沟道内栅极-源极电容是晶体管 Tr13 的沟道容量 Cch1 的 2/3。因此，公式（32a）、

(32b)、(33a) 和 (33b) 中所示的  $C_s$  可以如下计算。

$$C_s = C_s' + C_{gs013} + (2/3) \cdot C_{ch13}$$

在饱和区中，沟道内栅极-漏极电容可以假设为 0。因此，仅  $C_{gd13}$  是除晶体管  $Tr13$  的沟道内电容之外的栅极-漏极电容  $C_{gs013}$ 。在公式 (34) 中， $C_{gs11}'$  是除晶体管  $Tr11$  的沟道内电容之外的栅极-源极电容  $C_{gs011}$  与晶体管  $Tr11$  在  $V_{ds}=0$  时的沟道内栅极-源极电容之和。该沟道内栅极-源极电容是晶体管  $Tr11$  的沟道电容  $C_{ch11}$  的  $1/2$  与选择信号  $S_{sel}$  的电压比 ( $V_{sh}/V_{shl}$ ) 的合成值。

$$C_{gs11}' = C_{gs011} + C_{ch11} \cdot V_{sh} / 2V_{shl}$$

接着，将描述在用于保持显示像素  $PIX$  的未选中状态的步骤（未选中状态保持步骤）中的电压变化。如图 31A 中所示，当选择步骤（写入操作）转变成未选中状态时，晶体管  $Tr13$  基于在栅极与源极之间保持的电压  $V_{gs}'$ （电容分量  $C_s'$ ）而维持导通状态。然后，触点  $N12$  具有比电源电压  $V_{cc}$  ( $V_{ccw}$ ) 的电势更低的电势，以及漏极-源极电流  $I_{ds}$  在晶体管  $Tr13$  中流动。如图 31B 中所示，在晶体管  $Tr13$  中流动的电流  $I_{ds}$  使触点  $N12$  处的电势增加至 0。

漏极电压和源极电压改变，直至在晶体管  $Tr13$  的漏极电压（触点  $N14$  的电势）与源极电压（触点  $N12$  的电势）之间无差别。该改变所需的时间是数十毫秒。源极电势的改变使晶体管  $Tr13$  的栅极电势  $V1'$  从公式 (32a)、(32b)、(33a) 和 (33b) 变成以下公式 (35) 中所示的关系。

$$V1' = \{C_s / (C_{gs11} + C_{gd13} + C_s'')\} \cdot V - \{(C_{gs11} + C_{gd13} + C_s) / (C_{gs11} + C_{gd13} + C_s'')\} \cdot V1 \quad (35)$$

注意，公式 (35) 中所示的  $C_s''$  表示如公式 (36a) 中所示通过将上述  $C_s'$  和  $C_{gs013}$  与晶体管  $Tr13$  在  $V_{ds}=0$  时的沟道内栅极-源极电容  $C_{sh13}$  的  $1/2$  相加而获得的电容。在公式 (35) 中， $C_{gd13}'$  是上述  $C_{gd13}$  与晶体管  $Tr13$  在  $V_{ds}=0$  时的沟道内栅极-源极电容  $C_{ch13}$  的  $1/2$  之和。具体而言， $C_{gd13}'$  用以下公式 (36b) 表示。

$$C_s'' = C_s' + C_{gs013} + C_{ch13}/2 = C_s - C_{ch13}/6 \quad (36a)$$

$$C_{gd13}' = C_{gd13} + C_{ch13}/2 \quad (36b)$$

在公式 (35) 中， $-V1$  和  $V1'$  不是图 28 中所示的  $-V1$  和  $V1'$ ，而分别是

图 31A 中的触点 N11 的电势 ( $-V1$ ) 和图 31B 中的触点 N11 的电势 ( $V1'$ )。在未选中状态保持步骤中, 在图 31B 中所示的触点 N11 与 N14 之间的电容分量  $C_{gd13}'$  是除晶体管 Tr13 的沟道内电容之外的栅极-漏极电容  $C_{sgo13}$  与晶体管 Tr13 的沟道电容  $C_{ch13}$  的  $1/2$  之和。具体而言, 电容分量  $C_{gd13}'$  可以表示如下。

$$C_{gd13}' = C_{gdo13} + C_{ch13}/2 = C_{gd13} + C_{ch13}/2$$

接着, 以下部分将描述当未选中状态保持步骤转变成电源电压切换步骤和电源电压切换步骤转变成发光步骤时各点处的电压变化。如图 32A 中所示, 晶体管 Tr13 的漏极-源极电势差在未选中状态保持步骤中是 0, 以防止漏极-源极电流  $I_{ds}$  流动。如图 32B 中所示, 当未选中状态步骤转变成电源电压切换步骤时, 电源电压  $V_{cc}$  从低电势 ( $V_{ccw}$ ) 切换成高电势 ( $V_{cce}$ )。当电源电压切换步骤转变成发光步骤时, 发光驱动电流  $I_{em}$  如图 32C 中所示经由晶体管 Tr13 在有机 EL 元件 OLED 中流动。

首先, 将描述未选中状态保持步骤转变成电源电压切换步骤的情况。在转变期间, 图 32A 中所示的晶体管 Tr13 的漏极-源极电压更接近电势 0。随后, 在电源电压切换步骤中的电源电压  $V_{cc}$  从低电势 ( $V_{ccw}$ ) 切换成高电势 ( $V_{cce}$ )。因此, 晶体管 Tr13 的栅极 (触点 N11) 的电势  $V_{n11}$  和源极 (触点 N12) 的电势  $V_{n12}$  增加。电势  $V_{n11}$  用公式 (37a) 表示而电势  $V_{n12}$  用公式 (37b) 表示。注意,  $V1''$  和  $V''$  分别是图 32B 中示出的触点 N11 的电势  $V_{n11}$  和触点 N12 的电势  $V_{n12}$ 。

$$V_{n11} = V1'' = \{1 + C_{ch13} \cdot (3C_s + 2C_{pix}) / 6D\} V' + (C_{gd13} \cdot C_{pix} + C_{gd13} \cdot C_s) \cdot V_{cce} / D \quad (37a)$$

$$V_{n12} = V'' = C_{gd13} \cdot C_s \cdot V_{cce} / D + C_{ch13} \cdot (C_{gs11} + C_{gd13} + 3C_s) / \quad (37b)$$

另外, 发光步骤切换电源电压。因此, 在晶体管 Tr13 的栅极 (触点 N11) 中造成的电势 (在图 32C 的例子中触点 N11 的电势  $V_{n11}$ )  $V_{1c}$  用以下公式 (38) 表示。

$$V_{n11} = V_{1c} = V1'' + C_s \cdot (V_{pix} - V'') / (C_{gd13} + C_{gs11} + C_s) \quad (38)$$

上述公式 (34)、(35)、(37a)、(37b) 和 (38) 中所示的相应电压都改写成未选中状态切换步骤中的电压符号。因此, 驱动晶体管 Tr13 的栅极

-源极电压  $V_{gs}$  可以用以下公式 (39) 表示。

$$V_{gs}=V_{n11}-V_{n12}=V_{lc}-V_{oel}=(V_d-\Delta V_{gs})+\{(C_{gs11}+C_{gd13})/(C_s+C_{gs11}+C_{gd13})\} \\ \times \{C_{gd13} \cdot V_{cce}/(C_{gs11}+C_{gd13})-V_{oel}-V\} \quad (39)$$

在公式 (39) 中, “V”与建立  $V=V_d+(C_{gs11}' \cdot C_s/D) \cdot V_{shl}$  的公式 (32b) 中所示的“V”相同, 而“ $V_d$ ”是在如公式 (32b) 中所示建立  $(V_d+(C_{gs11}' \cdot C_s) \cdot V_{shl}/D)$  的写入操作期间在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间造成的电压。公式 (39) 中的电压转变  $\Delta V_{gs}$  是当图 30A 切换成图 30B 时在触点 N11 与触点 N12 之间的电势差, 并且如公式 (34) 中所示用  $C_{gs11}' \cdot C_{pix} \cdot V_{shl}/D$  表示。

接着, 以下部分将基于上述公式 (39) 来描述阈值电压  $V_{th}$  对用于发光驱动的晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的影响。在公式 (39) 中代入  $\Delta V_{gs}$ 、V 和 D 的值以获得以下公式 (40)。

$$V_{gs}=\{C_s/(C_s+C_{gs11}+C_{gd13})\} \cdot V_d + \{(C_{gs11}+C_{gd13})/(C_s+C_{gs11}+C_{gd13})\} \times \\ \{C_{gd13} \cdot V_{cce}/(C_{gs11}+C_{gd13})-V_{oel}-C_{gs11}' \cdot V_{shl}/(C_{gs11}+C_{gd13})\} \quad (40)$$

在公式 (40) 中, 通过电容分量  $C_s$  来归一化各电容分量  $C_{gs11}$ 、 $C_{gs11}'$  和  $C_{gd13}$  以提供公式 (41)。

$$V_{gs}=\{V_d-(cgs+cgd) \cdot V_{oel}\}/(1+cgs+cgd) + \{cgd \cdot V_{cce}-cgs' \cdot V_{shl}\}/(1+cgs+cgd) \\ (41)$$

在公式 (41) 中,  $cgs$ 、 $cgs'$  和  $cgd$  与公式 (27) 中所示  $cgs$ 、 $cgs'$  和  $cgd$  相同。在公式 (41) 中, 右侧的第一项仅依赖于基于显示数据的指定灰度级和晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$ 。在公式 (41) 中, 右侧的第二项是与晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  相加的常数。

因此, 为了通过指定电压来补偿阈值电压  $V_{th}$ , 在写入操作期间的源极电势 (触点 N12 的电势)  $-V_d$  可以被设置为使得在发光期间的值  $(V_{gs}-V_{th})$  (确定发光期间的驱动电流  $I_{oel}$  的值) 并不依赖于阈值电压  $V_{th}$ 。例如, 当在发光期间维持栅极-源极电压  $V_{gs}=0-(-V_d)$  时, 可以通过建立关系  $V_{gs}=V_d=V_{d0}+V_{th}$  来防止  $(V_{gs}-V_{th})$  依赖于  $V_{th}$ 。然后, 在发光期间的驱动电流  $I_{oel}$  仅用  $V_{d0}$  表示而不依赖于  $V_{th}$ 。当在发光期间的栅极-源极电压从在写入操作期间的  $V_{gs}$  变化时, 可以使用关系  $V_d=V_{d0}+eV_{th}$ 。

在公式 (41) 中, 确定有机 EL 元件 OLED 与在右侧的第一项中的发光

电压  $V_{oel}$  的依赖关系以便建立以下公式 (42a) 至 (42c) 的关系。注意, 在公式 (42a) 至 (42c) 中的  $f(x)$ 、 $g(x)$  和  $h(x)$  分别是括号中变量“x”的函数。具体而言, 晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  被确定为如公式 (42a) 中所示的发光电压  $V_{oel}$  的函数。发光驱动电流  $I_{em}$  被确定为如公式 (42b) 中所示的该电压  $V_{gs}$  与阈值电压  $V_{th}$  之差 ( $V_{gs}-V_{th}$ ) 的函数。发光电压  $V_{oel}$  也被确定为如公式 (42c) 中所示的发光驱动电流的函数。

$$V_{gs}=f(V_{oel}) \quad (42a)$$

$$I_{em}=g(V_{gs}-V_{th}) \quad (42b)$$

$$V_{oel}=h(I_{em}) \quad (42c)$$

在写入操作期间, 用于向驱动晶体管 Tr13 的源极 (触点 N12) 赋予基于显示数据的电压 (灰度级电压) 的数据电压是  $V_{d0}$ 。该数据电压  $V_{d0}$  是如上所述不依赖于阈值电压  $V_{th}$  的项。在时间  $T_x$  的晶体管 Tr13 的阈值电压是  $V_{th}(T_x)$ , 而在时间  $T_x$  之后的时间  $T_y$  的阈值电压是  $V_{th}(T_y)$ 。在发光操作期间, 在时间  $T_x$ , 在有机 EL 元件 OLED 的阳极与阴极之间施加电压  $V_{oelx}$ , 而在时间  $T_y$ , 在阳极与阴极之间施加电压  $V_{oely}$ 。

然后, 满足条件  $V_{th}(T_y) > V_{th}(T_x)$  的电压和在时间  $T_x$  和时间  $T_y$  向有机 EL 元件 OLED 施加的电压之差用  $\Delta V_{oel} = V_{oely} - V_{oelx}$  表示。为了补偿阈值电压的变化  $\Delta V_{th}$ , 可以补偿  $V_{th}$  以使  $\Delta V_{oel}$  尽可能接近 0。因此, 在上述公式 (41) 中右侧第一项的电压  $V_d$  可以如以下公式 (43) 中所示设置。

$$V_d = V_{d0} + (1 + c_{gs} + c_{gd}) \cdot \Delta V_{th} \quad (43)$$

在公式 (43) 中, 当假设变化  $\Delta V_{th}$  是与阈值电压  $V_{th}=0V$  之差时, 可以表示为  $\Delta V_{th} = V_{th}$ 。由于  $(c_{gs} + c_{gd})$  是设计值, 所以当常数  $e$  被定义为  $e = 1 + c_{gs} + c_{gd}$  时, 公式 (43) 中所示的电压  $V_d$  用以下公式 (44) 表示。基于该公式 (44), 引入上述公式 (24) 和 (25)。

$$V_d = V_{d0} + (1 + c_{gs} + c_{gd}) \cdot \Delta V_{th} = V_{d0} + e \cdot \Delta V_{th} \quad (44)$$

公式 (44) 和公式 (41) 可以用来提供以下公式 (45), 该公式示出了不依赖于晶体管 Tr13 的阈值电压的电压关系。注意, 在公式 (45) 中的  $V_{oel0}$  是有机 EL 元件 OLED 在阈值电压  $V_{th}=0V$  时的发光电压  $V_{oel}$ 。

$$V_{gs}-V_{th} = \{ V_{d0} - (c_{gs} + c_{gd}) \cdot V_{oel0} \} / (1 + c_{gs} + c_{gd}) + (c_{gd} \cdot V_{cce} - c_{gs} \cdot V_{shl}) / (1 + c_{gs} + c_{gd}) \quad (45)$$



注意,在作为第0灰度级的黑色显示状态下计算用于防止在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间施加等于或者高于阈值电压  $V_{th}$  的电压的条件(即用于防止发光驱动电流  $I_{em}$  在有机 EL 元件 OLED 中流动的条件)。这些条件当在时间 0 的数据电压是  $V_{d0}(0)$  时用公式(46)表示。因此,在图 25 中所示的数据驱动器 14 中,可以确定经由转换开关 SW4 向反转计算器 148 的输出端施加的黑色灰度级电压  $V_{zero}$ 。

$$-V_{d0}(0)=V_{zero}=c_{gd}\cdot V_{cc}-c_{gs}\cdot V_{shl} \quad (46)$$

接着,在实施例 2 中,将描述用于设置补偿灰度级电压  $V_{pix}$  ( $=-V_{in}$ ) 以便补偿寄生电容所导致的驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的条件。通过执行图 11 中所示的相应步骤的处理,驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  由于其它寄生电容而产生变化。为了补偿该电压  $V_{gs}$  的变化量,在写入时段  $T_{wrt}$  (施加补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的时段)中的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  可以如以下公式(47)中所示设置。注意,在公式(47)中的  $V_{ds12}$  是晶体管 Tr12 的漏极-源极电压。

$$V_{pix}=-(V_d+V_{ds12})=-V_{org}-\beta V_{th} \quad (47)$$

在图 34 中所示的写入操作期间,在晶体管 Tr13 的漏极与源极之间流动的写入电流  $I_{wrt}$  可以用以下公式(48)表示。注意,在公式(48)中的  $\mu FET$  代表晶体管迁移率,  $C_i$  代表每单位面积的晶体管栅极电容,  $W_{13}$  代表晶体管 Tr13 的沟道宽度,而  $L_{13}$  代表晶体管 Tr13 的沟道长度。 $V_{dse13}$  是晶体管 Tr13 在写入操作期间的有效漏极-源极电压,而  $V_{th13}$  是晶体管 Tr13 的阈值电压。项“p”表示适合于薄膜晶体管特性的特有参数(拟合参数)。

$$I_{wrt}=\mu FET\cdot C_i\cdot(V_d-V_{th13})\cdot V_{dse13}\cdot(W_{13}/L_{13})=p\cdot\mu FET\cdot C_i\cdot(V_d-V_{th13})^2\cdot(W_{13}/L_{13}) \quad (48)$$

在写入操作期间,在晶体管 Tr12 的漏极与源极之间流动的写入电流  $I_{wrt}$  可以用以下公式(49)表示。在公式(49)中,  $V_{th12}$  是晶体管 Tr12 的阈值电压,而  $V_{ds12}$  是晶体管 Tr12 的漏极-源极电压。 $W_{12}$  是晶体管 Tr12 的沟道宽度,而  $L_{12}$  是晶体管 Tr12 的沟道长度。

$$I_{wrt}=\mu FET\cdot C_i\cdot(V_{sh}+V_d+V_{ds12}-V_{th12})\cdot(W_{12}/L_{12})\cdot V_{dse12} \quad (49)$$

晶体管 Tr12 的漏极-源极电压  $V_{dse12}$  可以用基于公式(48)和(49)

的以下公式 (50a) 表示。在公式 (50a) 中,  $V_{sat12}$  是晶体管 Tr12 在写入操作期间的有效漏极-源极电压, 并且用以下公式 (50b) 表示。注意, “q” 是适合于薄膜晶体管特性的特有参数 (拟合参数)。

$$V_{dse12} = V_{ds12} / \{1 + (V_{ds12}/V_{sat12})^q\}^{(1/q)} \quad (50a)$$

$$V_{sat12} = p \cdot (V_{sh} + V_d + V_{ds12} - V_{th12}) \quad (50b)$$

一般而言, 在 n 沟道非晶硅晶体管中, 晶体管处于导通状态的时间 (栅极-源极电压是正电压的时间) 越长, 阈值电压向更高电压的转变就越大。驱动晶体管 Tr13 在发光时段  $T_{em}$  期间导通。该发光时段  $T_{em}$  占用周期时段  $T_{cyc}$  的大部分。因此, 晶体管 Tr13 的阈值电压随时间流逝而转变成正电压, 因此晶体管 Tr13 具有更高电阻。

另一方面, 选择晶体管 Tr12 仅在选择时段  $T_{sel}$  期间导通。该选择时段  $T_{sel}$  占用周期时段  $T_{cyc}$  的小部分。因此当与驱动晶体管 Tr13 相比较时, 选择晶体管 Tr12 具有更小时移。因此当引入补偿灰度级电压  $V_{pix}$  时, 就晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th13}$  的变化而言, 可以忽略晶体管 Tr12 的阈值电压  $V_{th12}$  的变化。

如上述公式 (48) 和 (49) 中所示, 基于薄膜晶体管 (TFT) 特性曲线拟合参数 (例如 p、q)、晶体管尺寸所确定的参数、工艺参数 (例如晶体管栅极厚度、非晶硅迁移率) 和选择信号所拥有的设置值 (例如电压  $V_{sh}$ ) 来确定写入电流  $I_{wrt}$ 。因此, 对当公式 (48) 中所示的  $I_{wrt}$  等于公式 (49) 中所示的  $I_{wrt}$  时的方程进行数值分析, 以计算晶体管 Tr12 的漏极-源极电压  $V_{ds12}$ 。该电压  $V_{ds12}$  与补偿灰度级电压  $V_{pix}$  之间具有如公式 (47) 中所示的关系 ( $V_{pix} = -V_d - V_{ds12}$ )。因此, 可以确定  $V_{ds12}$  以计算补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。

当反转计算器 148 在写入时段  $T_{wrt}$  期间输出该补偿灰度级电压  $V_{pix}$  时,  $-V_d$  被写入晶体管 Tr13 的源极 (触点 N12)。因此, 在写入时段  $T_{wrt}$  中的晶体管 Tr13 具有栅极-源极电压  $V_{gs}$ , 以确定漏极-源极电压  $V_{ds} = 0 - (-V_d) = V_{d0} + e \cdot \Delta V_{th}$ 。通过如上所述使写入电流流动, 例如由于寄生电容的影响所致的阈值电压  $V_{th}$  的转变被补偿的驱动电流  $I_{oled}$  可以在写入时段  $T_{wrt}$  期间在有机 EL 元件 OLED 中流动。

接着, 以下部分将描述根据实施例 2 的显示装置 1 以及显示装置 1 的

驱动方法参照具体测试结果而言的效果。如公式(24)中所示的基于数据电压  $V_{d0}$  和阈值电压  $V_{th}$  与固定数(倍数  $\gamma$ )的乘积来设置在写入操作期间驱动晶体管  $Tr13$  的源极(触点  $N12$ )处的电势( $-V_d$ ) ( $-V_d = V_{d0} - \gamma V_{th}$ )。基于在栅极与源极之间保持的电压  $V_{gs}$  来设置该电势。另一方面,如公式(22)中所示的基于原灰度级电压  $V_{org}$  和阈值电压  $V_{th}$  与固定数(倍数  $\beta$ )的乘积来设置数据驱动器 14(反转计算器 148)所生成的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  ( $= -V_{in}$ ) ( $-V_{in} = V_{org} - \beta V_{th}$ )。

以下部分将检查使数据电压  $V_{d0}$  与原灰度级电压  $V_{org}$  之间的关系不依赖于常数  $\gamma$  或者  $\beta$  和阈值电压  $V_{th}$  所需要的条件。如图 34 中所示,在写入操作期间,原灰度级电压  $V_{org}$  的输入数据(指定灰度级)越高,用于向驱动晶体管  $Tr13$  的源极赋予取决于显示数据的电压(灰度级电压)的数据电压  $V_{d0}$  与原灰度级电压  $V_{org}$  之差( $V_{d0} - V_{org}$ )就越大。例如,在第 0 灰度级(黑色显示状态)中,数据电压  $V_{d0}$  和原灰度级电压  $V_{org}$  均为  $V_{zero}$  ( $= 0V$ )。另一方面,在第 255 灰度级(最高灰度级),数据电压  $V_{d0}$  与原灰度级电压  $V_{org}$  之差( $V_{d0} - V_{org}$ )约为 1.3V。这归因于以下事实:施加的灰度级电压  $V_{pix}$  越高,写入电流  $I_{wrt}$  就越高并且晶体管  $Tr13$  也具有越高的源极漏极电压。

注意,图 34 的例子示出了在写入操作期间为地电势  $GND$  ( $= 0V$ )的电源电压  $V_{cc}$  ( $= V_{ccw}$ )和在发光操作期间为 12V 的电源电压  $V_{cc}$  ( $= V_{cce}$ )。在选择信号  $S_{sel}$  的高电平( $V_{sh}$ )与低电平( $-V_{sl}$ )之间的电势差(电压范围) $V_{shl}$  是 27V。用于发光驱动的晶体管  $Tr13$  具有  $100\mu m$  的沟道宽度  $W13$ ,而晶体管  $Tr11$  和晶体管  $Tr12$  具有  $40\mu m$  的沟道宽度  $W11$  和  $W12$ 。显示像素  $PIX$  具有  $129\mu m \times 129\mu m$  的尺寸,像素具有 60%的孔径比,而电容器  $C_s$  具有  $600fF$  ( $= 0.6pF$ ) 的电容。

以下部分将描述在写入期间输入数据的补偿灰度级电压与阈值电压之间的关系。如公式(22)中所示,补偿灰度级电压  $V_{pix}$  ( $= -V_{in}$ )依赖于常数  $\beta$  和阈值电压  $V_{th}$ 。当假设该常数  $\beta$  固定时,阈值电压  $V_{th}$  越高,如图 35 中所示因该阈值电压  $V_{th}$  导致的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  就越低。在输入数据(指定灰度级)的基本上所有灰度级区中都发现这一趋势。

在图 35 的例子中,当设置常数  $\beta = 1.08$  且按照 0V、1V 和 3V 的顺序改

变阈值电压  $V_{th}$  时, 补偿灰度级电压  $V_{pix}$  到相应阈值电压  $V_{th}$  的特性线向低电压方向基本上平移。在第 0 灰度级 (黑色显示状态), 补偿灰度级电压  $V_{pix}$  都为  $V_{zero}$  ( $=0V$ ), 而无论阈值电压  $V_{th}$  的值如何。注意, 图 35 的测试条件与图 34 中所示的测试条件相同。

接着, 以下部分将描述就发光操作中的输入数据而言有机 EL 元件 OLED 的发光驱动电流  $I_{em}$  与阈值电压  $V_{th}$  之间的关系。注意, 输入数据具有 256 个灰度级, 其中最低灰度级是第 0 灰度级而最高灰度级是第 255 灰度级。从数据驱动器 14 向相应的显示像素施加公式 (22) 中所示的补偿灰度级数据  $V_{pix}$ 。结果, 在驱动晶体管 Tr13 的栅极与源极之间施加公式 (24) 中所示的写入电压  $V_{gs}(=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th})$ 。如图 36A 和图 36B 中所示, 当常数  $\gamma$  基本上固定时, 具有基本上固定电流值的发光驱动电流  $I_{em}$  在有机 EL 元件 OLED 中流动, 无论阈值电压  $V_{th}$  的值如何。在输入数据的基本上所有灰度级区 (指定灰度级) 中发现这一趋势。注意, 图 36A 和图 36B 的测试条件与图 34 中所示的测试条件相同。

图 36A 的例子示出了当常数  $\gamma=1.07$  以及阈值电压  $V_{th}=1.0V$  时的测试结果。图 36B 的例子示出了当设置常数  $\gamma=1.05$  和阈值电压  $V_{th}=3.0V$  时的测试结果。当图 36A 与图 36B 相比较时, 发光驱动电流  $I_{em}$  示出了无论阈值电压  $V_{th}$  的值如何不同都基本上相同的特性线。

该测试结果还表明了关于理论值的亮度改变 (亮度差) 在基本上所有灰度级都被抑制为 1.3% 或者更少 (这一抑制效果在下文中称为“ $\gamma$  效应”)。当例如如图 36A 中所示建立  $\gamma=1.07$  时并且当相应的指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度改变是 0.27%、0.62% 和 1.29%。当如图 36B 中所示建立  $\gamma=1.05$  时并且当指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度改变是 0.27%、0.61% 和 1.27%。

接着, 以下部分将描述在发光操作中在对输入数据的发光驱动电流与阈值电压的变化 (转变) 之间的关系。发现就“ $\gamma$  效应”与阈值电压  $V_{th}$  的变化量 ( $V_{th}$  转变宽度) 的依赖关系而言, 当假设常数  $\gamma$  恒定时, 阈值电压  $V_{th}$  具有越大的变化宽度, 与初始阈值电压  $V_{th}$  的发光驱动电流  $I_{em}$  之间的电流差就越小。

如图 37A 和图 37B 中所示, 当  $\gamma=1.1$  且  $V_{th}$  从 1V 变成 3V ( $V_{th}$  转变

宽度是 2V) 时以及当相应的指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度变化是 0.24%、0.59% 和 129%。如图 37A 和 37C 中所示, 当  $\gamma=1.1$  而  $V_{th}$  从 1V 变成 5V ( $V_{th}$  转变宽度是 4V) 时并且当相应的指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度变化是 0.04%、0.12% 和 0.27%。

通过上述结果发现, 阈值电压  $V_{th}$  具有越高的变化量 ( $V_{th}$  转变宽度), 特性线就越接近理论值。具体而言, 发现相对于理论值的亮度变化 (亮度差) 可以减少 (或者抑制至约 0.3% 或者更少)。

注意, 为了示出本实施例效果的优点, 具有“ $\gamma$  效应”的上述测试结果将与没有“ $\gamma$  效应”的测试结果做比较。通过在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间驱动这样的电压  $V_{th}$  来获得没有“ $\gamma$  效应”的测试结果, 该电压  $V_{th}$  不依赖于公式 (24) ( $V_{gs}=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th}$ ) 中所示关系中的常数  $\gamma$ 。如图 38A 和 39B 中所示, 在没有“ $\gamma$  效应”的测试结果情况下, 在输入数据与发光驱动电流和阈值电压之间的关系表明以下特性, 根据该特性, 无论常数  $\gamma$  如何, 晶体管 Tr13 具有的阈值电压  $V_{th}$  越高, 发光驱动电流  $I_{em}$  就越小。注意, 图 38A 的例子示出了当设置常数  $\gamma=1.07$  并且设置阈值电压  $V_{th}=1.0V$  和  $3.0V$  时发光驱动电流  $I_{em}$  的特性线。图 38B 的例子示出了当设置常数  $\gamma=1.05$  并且设置阈值电压  $V_{th}=1.0V$  和  $3.0V$  时发光驱动电流  $I_{em}$  的特性线。

在基本上所有灰度级区中发现相对于理论值的亮度改变 (亮度差) 是 1.0% 或者更大而相对于理论值的亮度改变特别是在中间灰度级 (在图 38A 和 39B 的例子中为第 127 灰度级) 为 2% 或者更大。当  $\gamma=1.07$  时并且当相应的指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度变化是 1.93%、2.87% 和 4.13%。当  $\gamma=1.05$  时并且当相应的指定灰度级 (8 位) 是 63、127 和 255 时, 相应的亮度变化是 1.46%、2.09% 和 2.89%。

当该亮度变化在中间灰度级达到约 2% 时, 用户将该变化识别为打印图像。因此, 当在电容器  $C_s$  中保持不依赖于常数  $\gamma$  的电压  $V_{gs}$  (写入电压;  $-V_d=-V_{d0}-V_{th}$ ) 时, 显示图片的质量恶化。另一方面, 根据实施例 2, 在电容器  $C_s$  中保持的电压是常数  $\gamma$  被补偿的写入电压 ( $=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th}$ )。因此, 如图 36 和图 37 中所示, 可以明显地抑制在相应的灰度级相对于理论值的亮度变化 (亮度差)。因此, 实施例 2 的显示装置 1 可以防止打印图像从而以优选显示图片质量来显示该图像。

接着，以下部分将描述补偿灰度级电压  $V_{pix}$  与晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  之间的关系。晶体管 Tr13 的源极（触点 N12）和数据线之间具有当晶体管 Tr12 导通时电阻所导致的电势差。因此，触点 N12 保持通过将数据电压  $V_{d0}$  与将晶体管 Tr13 的阈值电压  $V_{th}$  与  $\gamma$  相乘得到的电压相加而得到的电压。通过保持该电压，可以保持这样的电压作为通过如公式（22）中所示将原灰度级电压  $V_{org}$  与作为阈值电压  $V_{th}$  的  $\beta$  倍的电压相加而得到的在触点 N12 处的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。

以下部分将在公式（22）和（24）中所示灰度级电压  $V_{pix}$  与晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  之间的关系中检查在  $\beta V_{th}$  是  $V_{pix}$  ( $=V_{in}$ ) 偏移时的  $V_{gs}$  ( $=V_d$ ) 的变化  $\gamma V_{th}$ 。

如图 39 中所示，当阈值电压  $V_{th}$  从 0V 变成 3V 时，确定补偿灰度级电压  $V_{pix}$  的常数  $\beta$  被固定于输入数据（指定灰度级）。另一方面，确定晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的常数  $\gamma$  改变成具有相对于输入数据（指定灰度级）基本上固定的斜率。在图 39 的例子中，可以在中间灰度级（当灰度级的数目是 256 时在第 128 灰度级的附近）针对  $\beta=1.08$  设置  $\gamma=1.097$ ，使得常数  $\gamma$  具有理想值（图 39 中的链线所示）。由于常数  $\beta$  和常数  $\gamma$  可以被设置为相对接近的值，所以对于实际使用，可以设置  $\beta=\gamma$ 。

鉴于上述测试结果，用于确定驱动晶体管 Tr13 的栅极-源极电压  $V_{gs}$  的  $\gamma$  ( $=\beta$ ) 理想地是 1.05 或者更大。发现补偿灰度级电压  $V_{pix}$  可以被设置为使得在输入数据（指定灰度级）的至少一个灰度级在晶体管 Tr13 的源极（触点 N12）中保持的电压  $V_d$  是公式（24）中所示的电压 ( $-V_{d0}-\gamma V_{th}$ )。

另外，晶体管 Tr13 的尺度（沟道宽度  $W$  与沟道长度  $L$  之比  $W/L$ ）和选择信号  $S_{sel}$  的电压 ( $V_{sh}$  和  $-V_{sl}$ ) 理想地被设置为根据阈值电压的变化 ( $V_{th}$  转变) 的发光驱动电流  $I_{em}$  的改变在初始状态下最大电流值的约 2% 内。

补偿灰度级电压  $V_{pix}$  是通过将晶体管 Tr12 的漏极-源极电压与晶体管 Tr13 的源极电势 ( $-V_d$ ) 相加而得到的值。电源电压  $V_{ccw}$  与补偿灰度级电压  $V_{pix}$  之差 ( $V_{ccw}-V_{pix}$ ) 的绝对值越大，在写入期间在各晶体管 Tr12 和 Tr13 的漏极与源极之间流动的电流的值就越大。这造成在晶体管 Tr13 的补偿灰度级电压  $V_{pix}$  与源极电势 ( $-V_d$ ) 之间的电势差增加。

然而，当减少晶体管 Tr12 的漏极-源极电压对电压降的影响时，比阈值

电压  $V_{th}$  高  $\beta$  倍的效果直接地出现在“ $\gamma$  效应”中。具体而言,如果可以设置能够满足公式 (24) 关系的偏移电压  $\gamma V_{th}$ ,则可以补偿发光驱动电流  $I_{em}$  的值在写入操作状态转变成发光操作状态时的变化。在该情况下,必须考虑晶体管 Tr12 的漏极-源极电压的影响。

如图 34 中所示,晶体管 Tr12 被设计为使得晶体管 Tr12 的漏极-源极电压在写入操作中在最大灰度级时约为 13V (最大漏极-源极电压)。在该情况下,如图 39 中所示,在最低灰度级 (第 0 灰度级) 时的常数  $\gamma$  ( $\approx 1.07$ ) 与在最高灰度级 (第 255 灰度级) 时的常数  $\gamma$  ( $\approx 1.11$ ) 之间的差值非常小。因此,该差值可以接近公式 (22) 中所示的  $\beta$ 。

电源电压  $V_{ccw}$  与补偿灰度级电压  $V_{pix}$  之差 ( $V_{ccw}-V_{pix}$ ) 的晶体管 Tr13 的栅极源极  $V_{gs}$  的电压  $V_{d0}$  是原灰度级电压  $V_{org}$ 。补偿灰度级电压  $V_{pix}$  被设置为通过将偏移电压  $\beta V_{th}$  与原灰度级电压  $V_{org}$  相加而获得的电压,以具有负极性。在写入操作期间,该补偿灰度级电压  $V_{pix}$  被设置为满足公式 (22)。在该情况下,可以适当地设置在晶体管 Tr12 的漏极与源极之间的最大电压以使常数  $\gamma$  近似于常数  $\beta$ 。结果,可以在从最低灰度级到最高灰度级的范围中准确地显示相应的灰度级。

以下部分将描述像素电流相对于用于测试的有机 EL 元件 OLED (像素尺寸为  $129\mu\text{m} \times 129\mu\text{m}$  而孔径比为 60%) 的驱动电压的变化的特性。如图 40 中所示,该有机 EL 元件 OLED 的像素电流在驱动电压是负电压的区域中具有  $10 \times 10^{-3}\mu\text{A}$  至  $10 \times 10^{-5}\mu\text{A}$  量级的小电流值。像素电流也示出当驱动电压约为 0V 时值最小而在驱动电压是正电压时随驱动电压的增加而急剧地增加。

以下部分将描述在应用于显示像素 PIX 的晶体管的沟道内寄生电容与电压之间的关系。首先,基于就薄膜晶体管 TFT 的寄生电容而言一般提及的 Meyer 电容模型,在栅极-源极电压  $V_{gs}$  高于阈值电压  $V_{th}$  ( $V_{gs} > V_{th}$ ) 的条件 (即在源极与漏极之间形成沟道的条件) 下示出电容与电压之间的关系 (电容特性曲线)。

薄膜晶体管的沟道内寄生电容  $C_{ch}$  被分类为栅极-源极寄生电容  $C_{gs\_ch}$  和栅极-漏极寄生电容  $C_{gd\_ch}$ 。在相应的寄生电容  $C_{gs\_ch}$  和  $C_{gd\_ch}$  之间的电容比相对于栅极-源极电压  $V_{gs}$  与阈值电压  $V_{th}$  之差 ( $V_{gs}-V_{th}$ ) 具有预定

特性。

如图 41 中所示, 当电压比是 0 (漏极-源极电压  $V_{ds}=0V$ ) 时, 电容比  $C_{gs\_ch}/C_{ch}$  等于电容比  $C_{gd\_ch}/C_{ch}$ , 而两个电容比均为  $1/2$ 。当电压比增加而漏极-源极电压  $V_{ds}$  达到饱和区时, 电容比  $C_{gs\_ch}/C_{ch}$  约为  $2/3$  而电容比  $C_{gd\_ch}/C_{ch}$  渐近于 0。

如上所述, 根据实施例 2, 显示装置 1 在显示像素 PIX 的写入操作时施加具有公式 (50a) 中所示的电压值的补偿灰度级电压  $V_{pix}$ 。因此, 可以在晶体管 Tr13 的栅极与源极之间保持电压  $V_{gs}$ 。注意, 该电压  $V_{gs}$  对应于显示数据(灰度级值)并且被设置为补偿像素驱动电路 DC 中电压改变的影响。因此, 可以补偿在发光操作期间向有机 EL 元件 OLED 供应的发光驱动电流  $I_{em}$  的电流值。

具体而言, 具有与显示数据对应的电流值的发光驱动电流  $I_{em}$  在有机 EL 元件 OLED 中流动。因此, 可以使有机 EL 元件以取决于显示数据的亮度发光。这可以抑制相应的显示像素中灰度级的错位以提供具有更优显示质量的显示装置。注意, 实施例 2 也可以适当地使用与实施例 1 的显示装置驱动方法基本上相同的显示装置驱动方法。

在不脱离本发明的广义精神和范围情况下可以对本发明实现各种实施例和改变。上述实施例旨在于例示本发明而不是限制本发明的范围。本发明的范围由所附权利要求而不是实施例给出。

在本发明权利要求的等价物含义内和在权利要求内做出的各种修改应被视为在本发明的范围内。



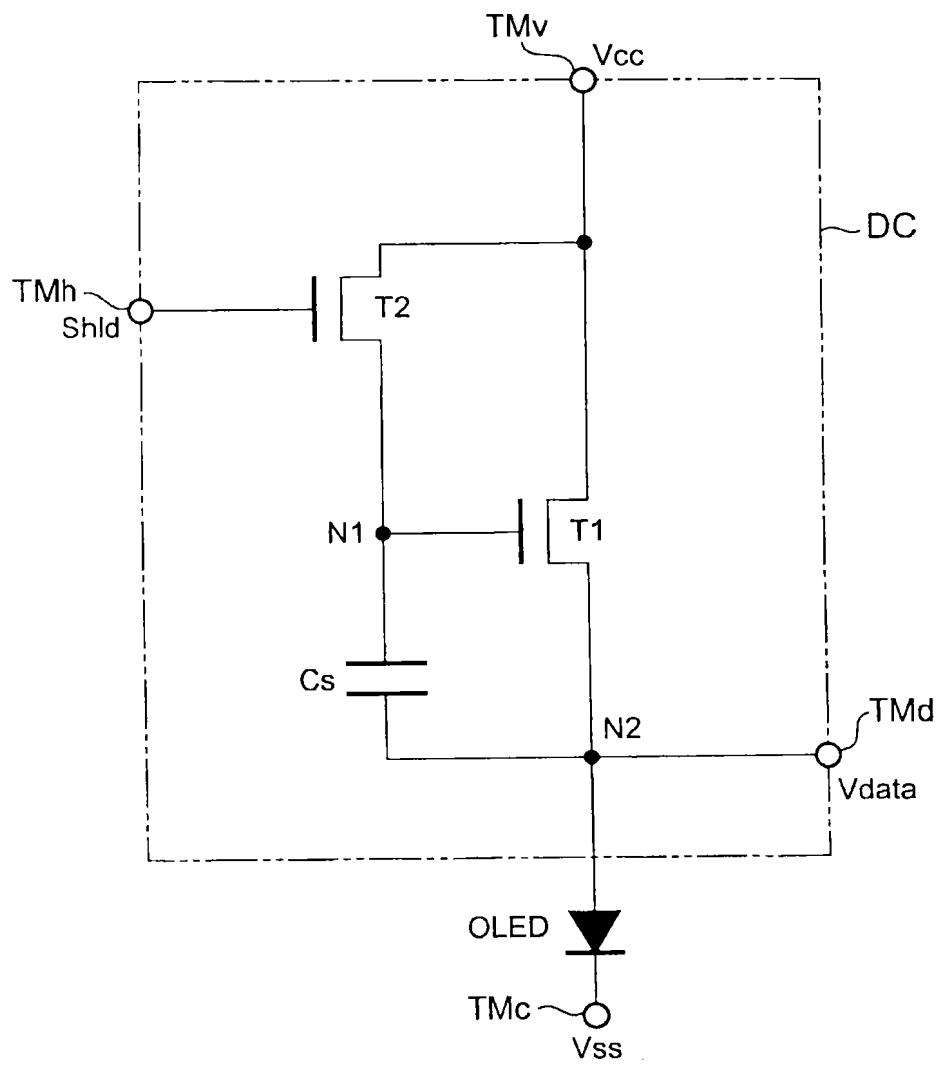


图1

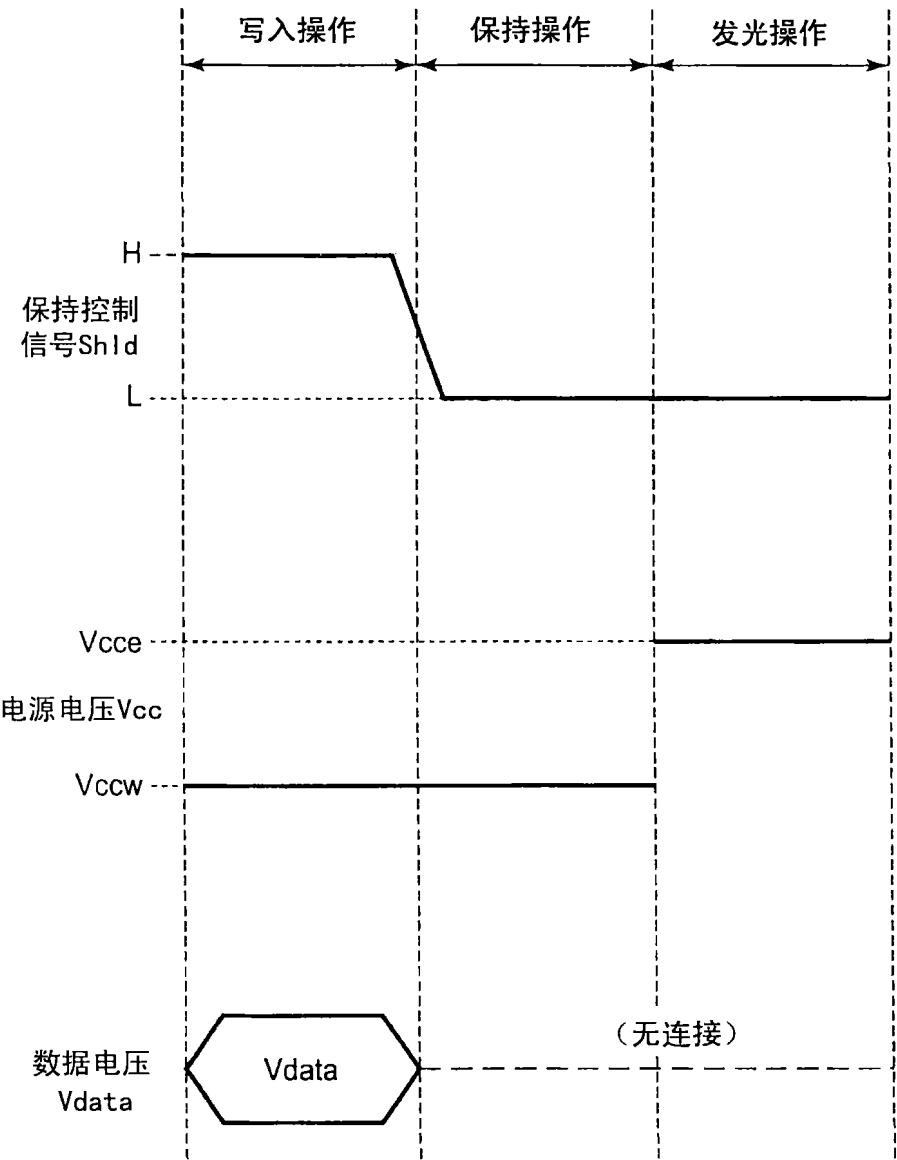


图2

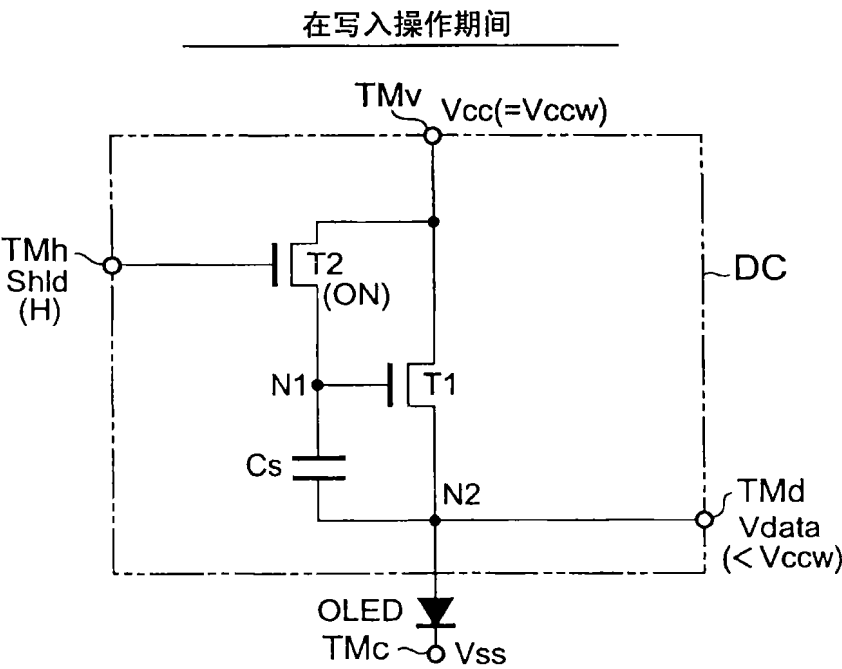


图3A

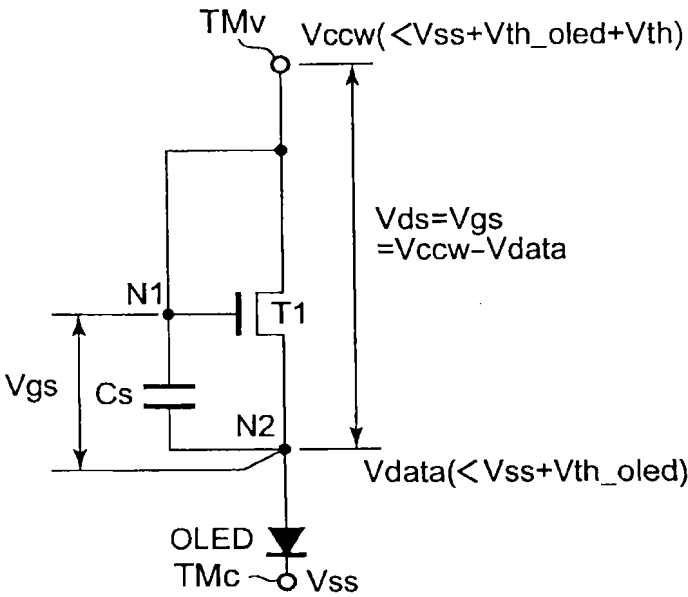


图3B

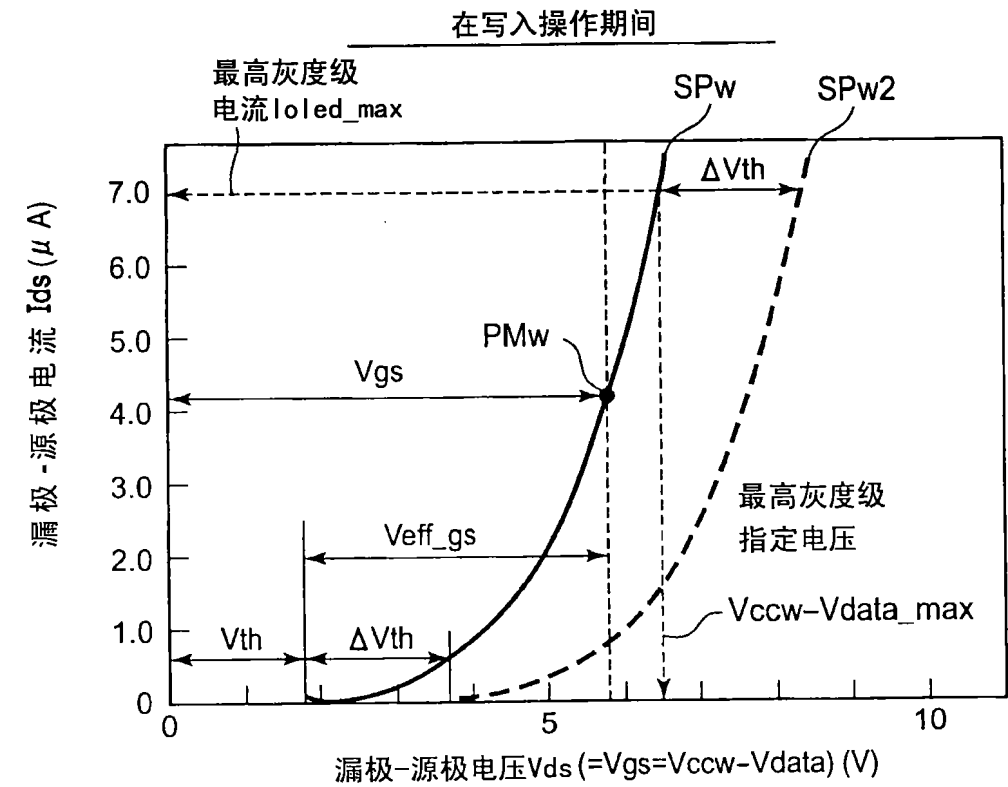


图4A

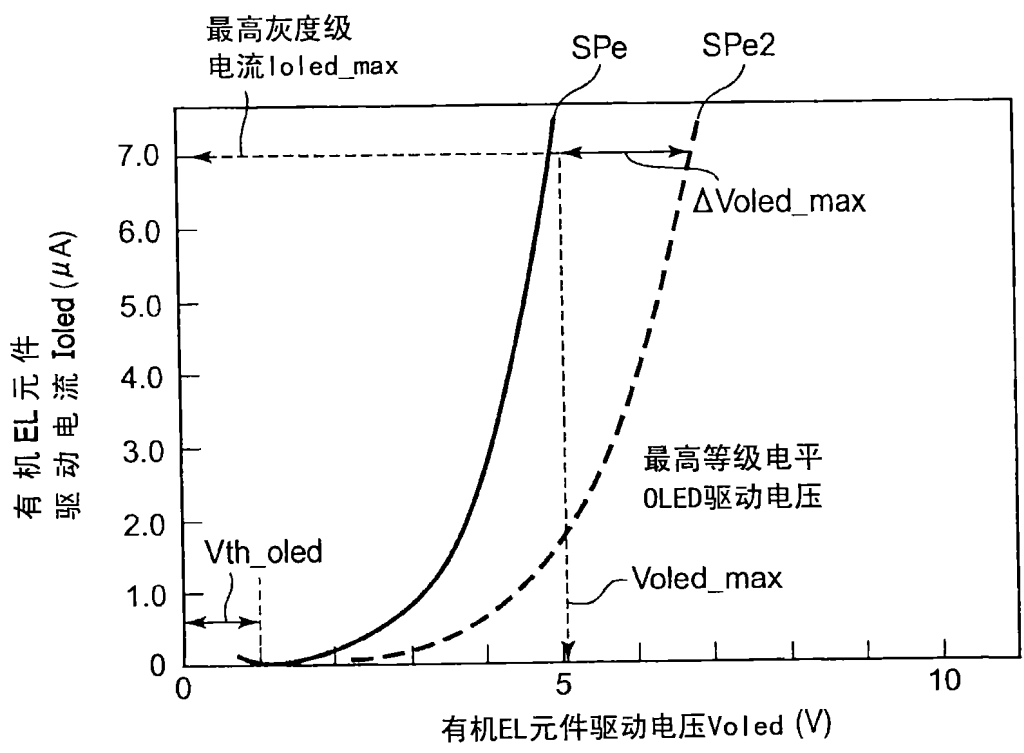


图4B

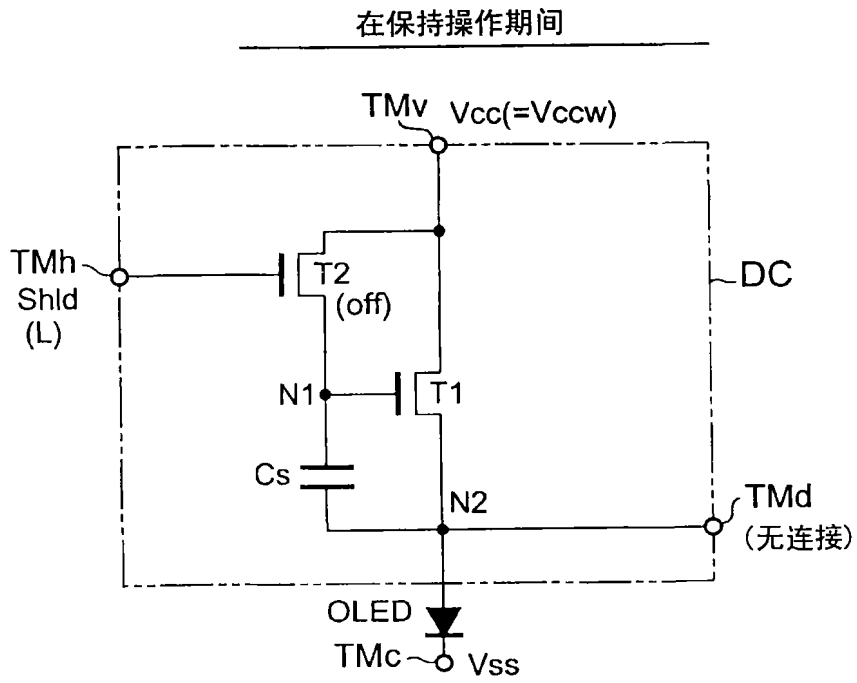


图5A

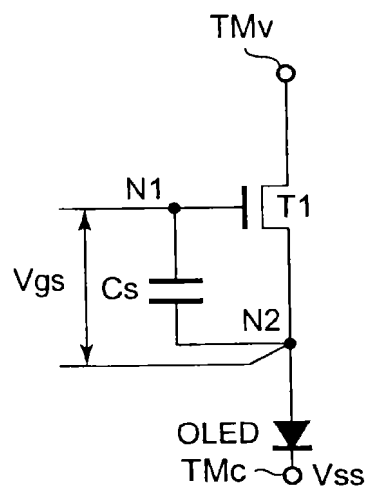


图5B

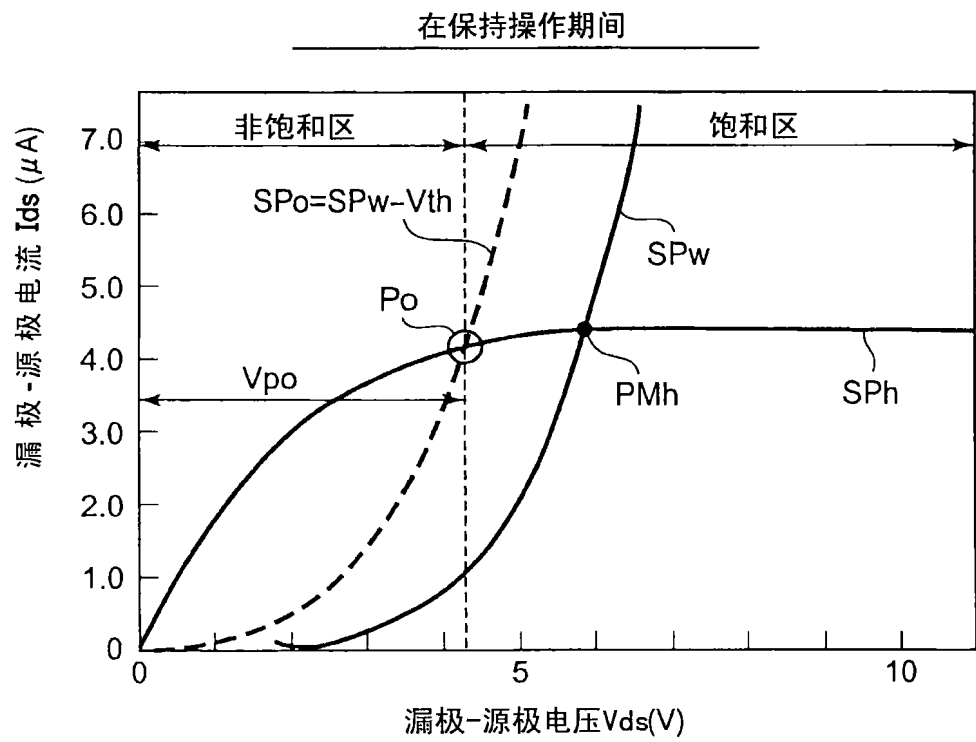


图6

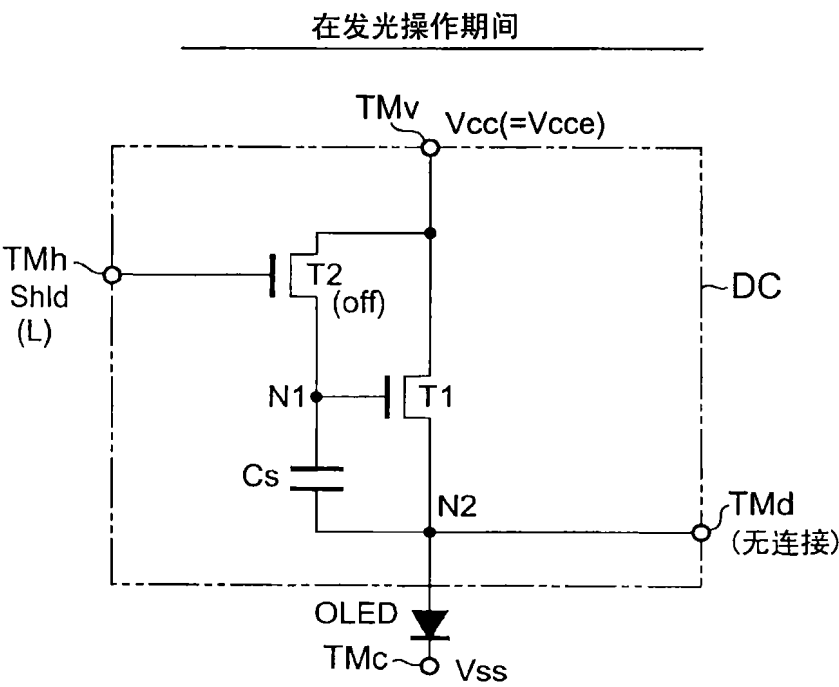


图7A

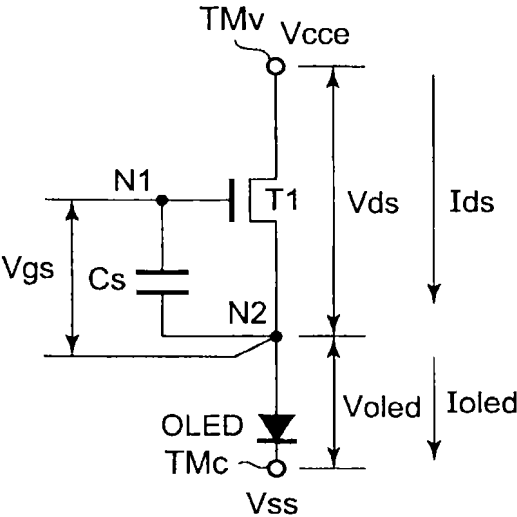


图7B

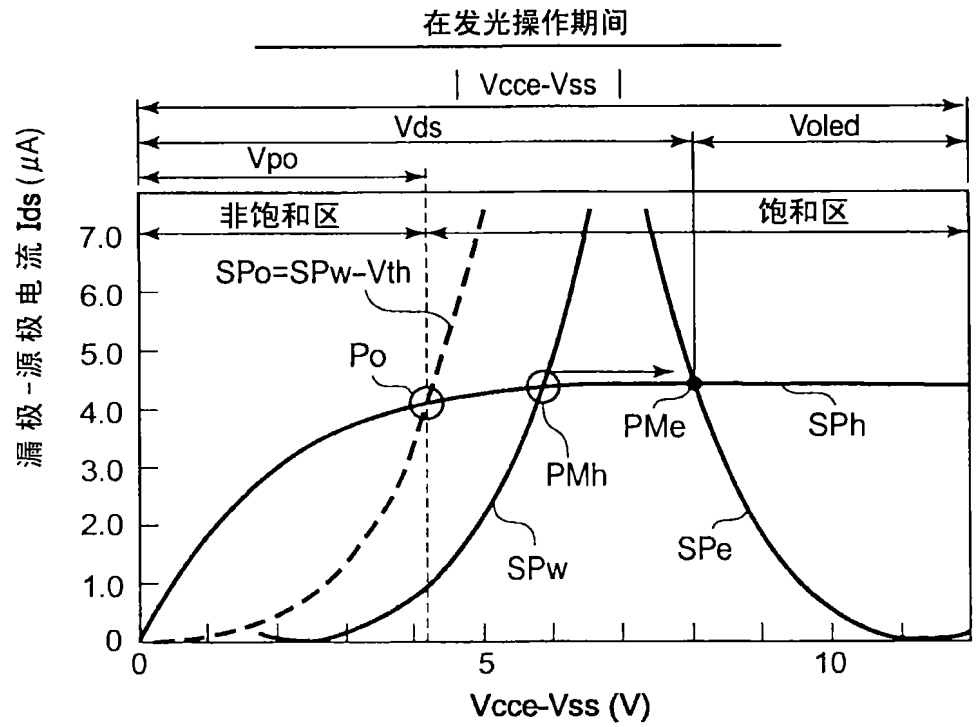


图8A

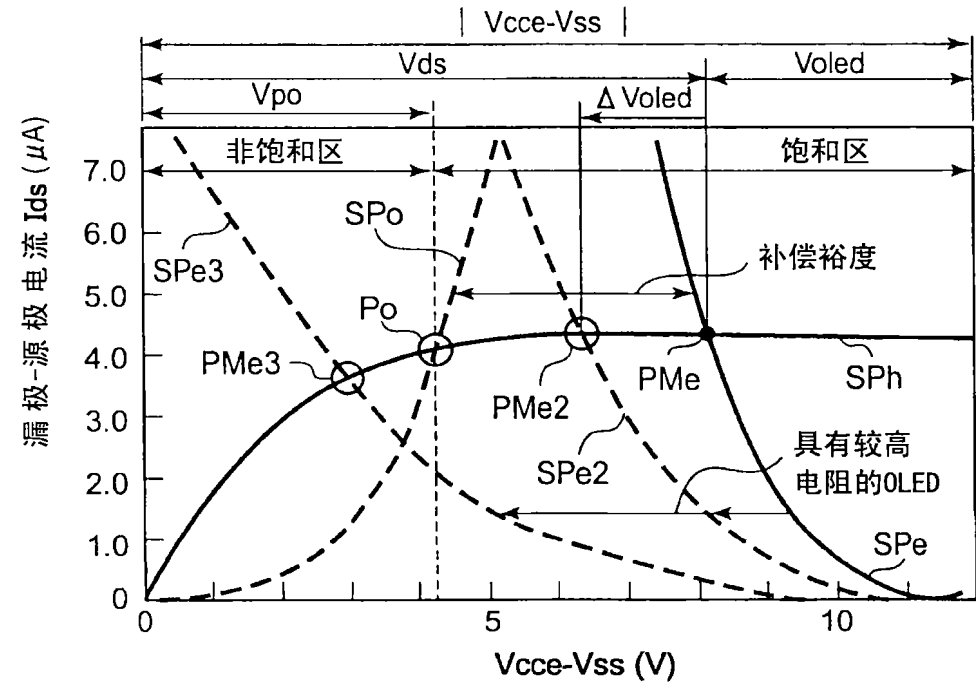


图8B



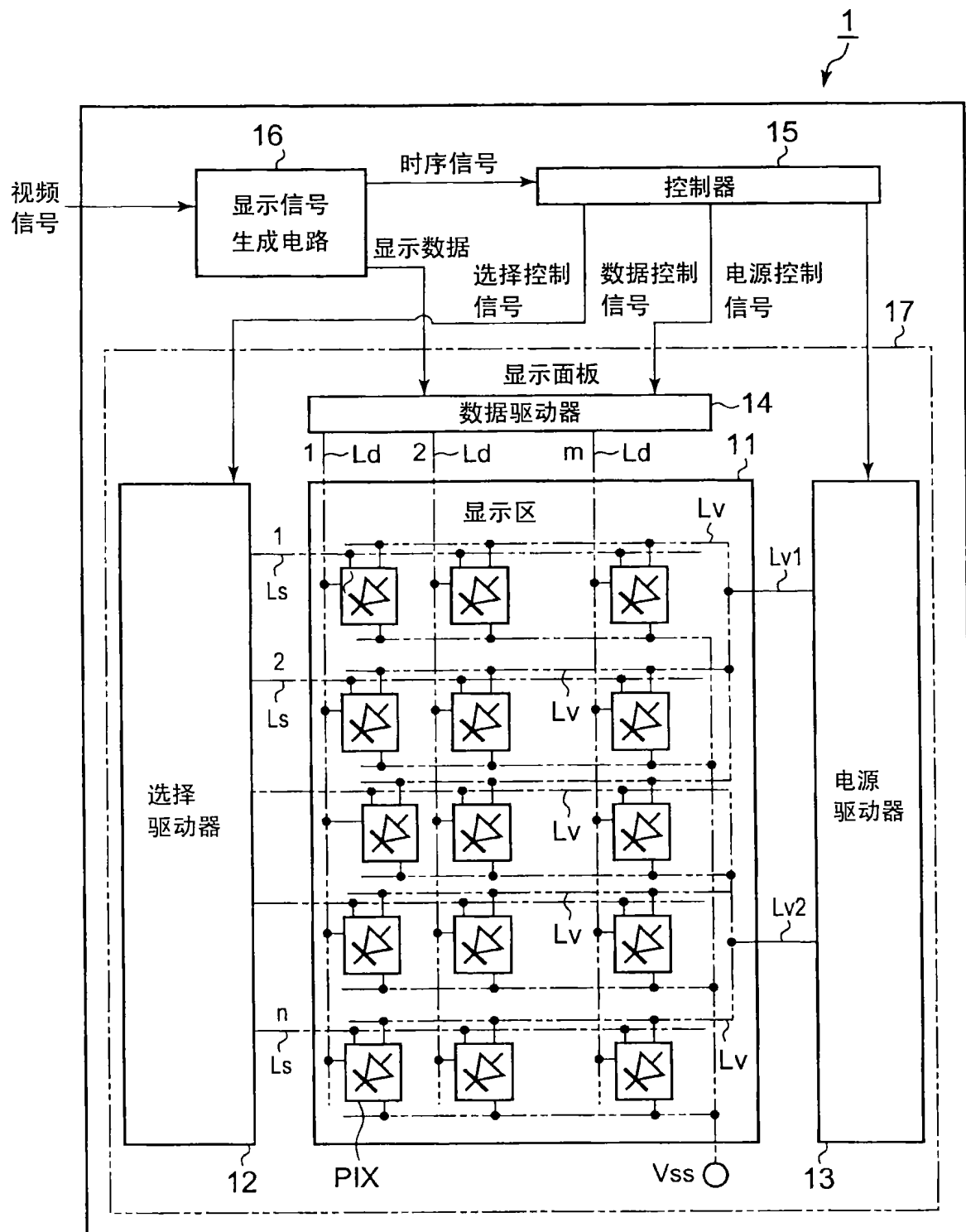


图9

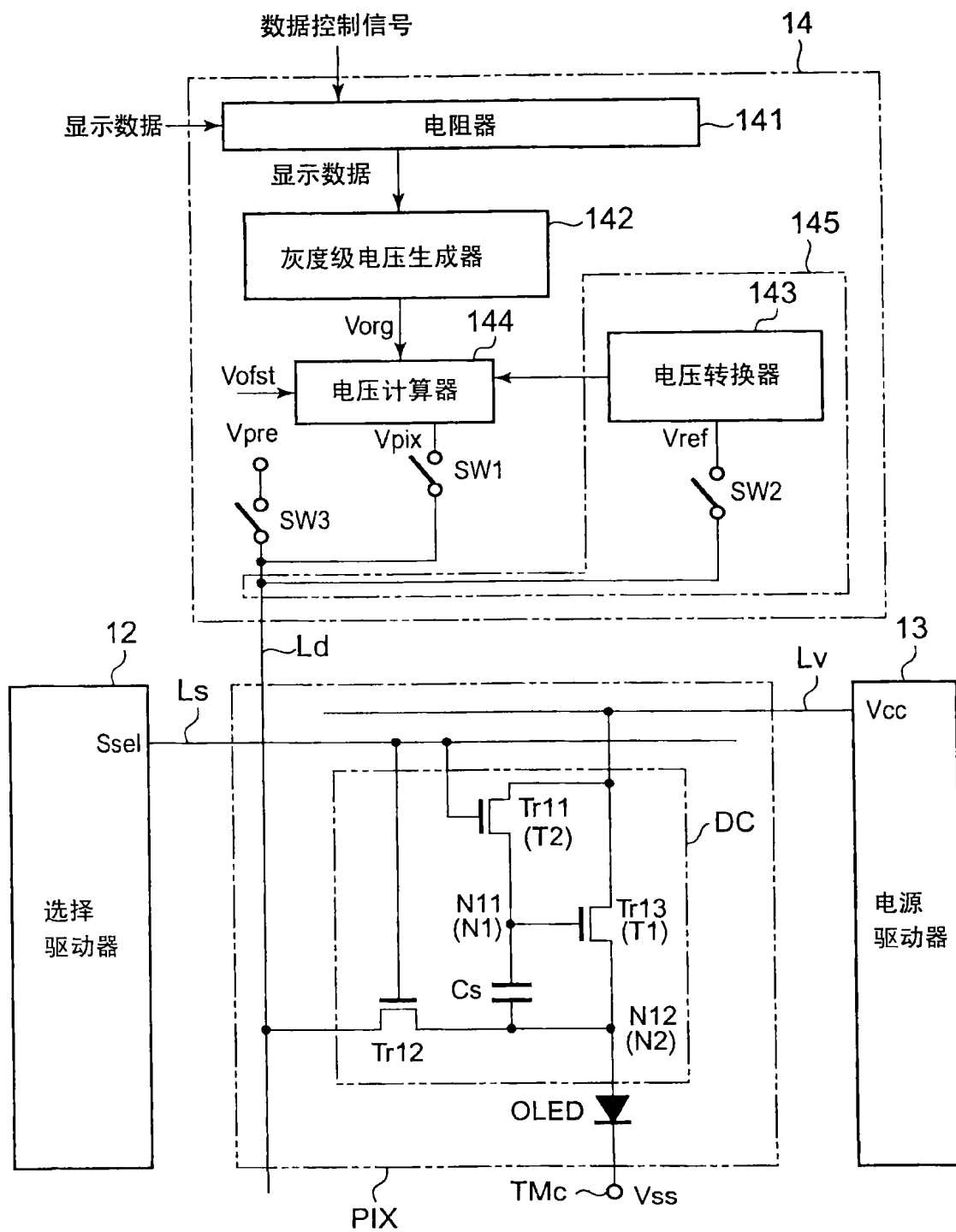


图10

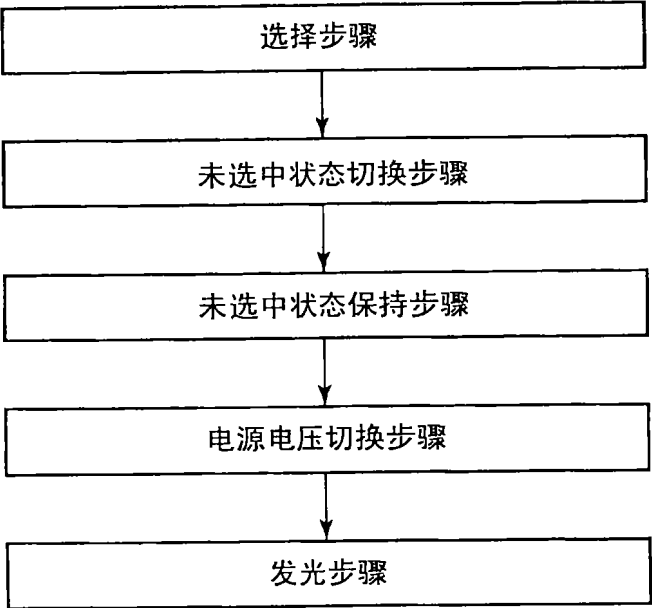


图11

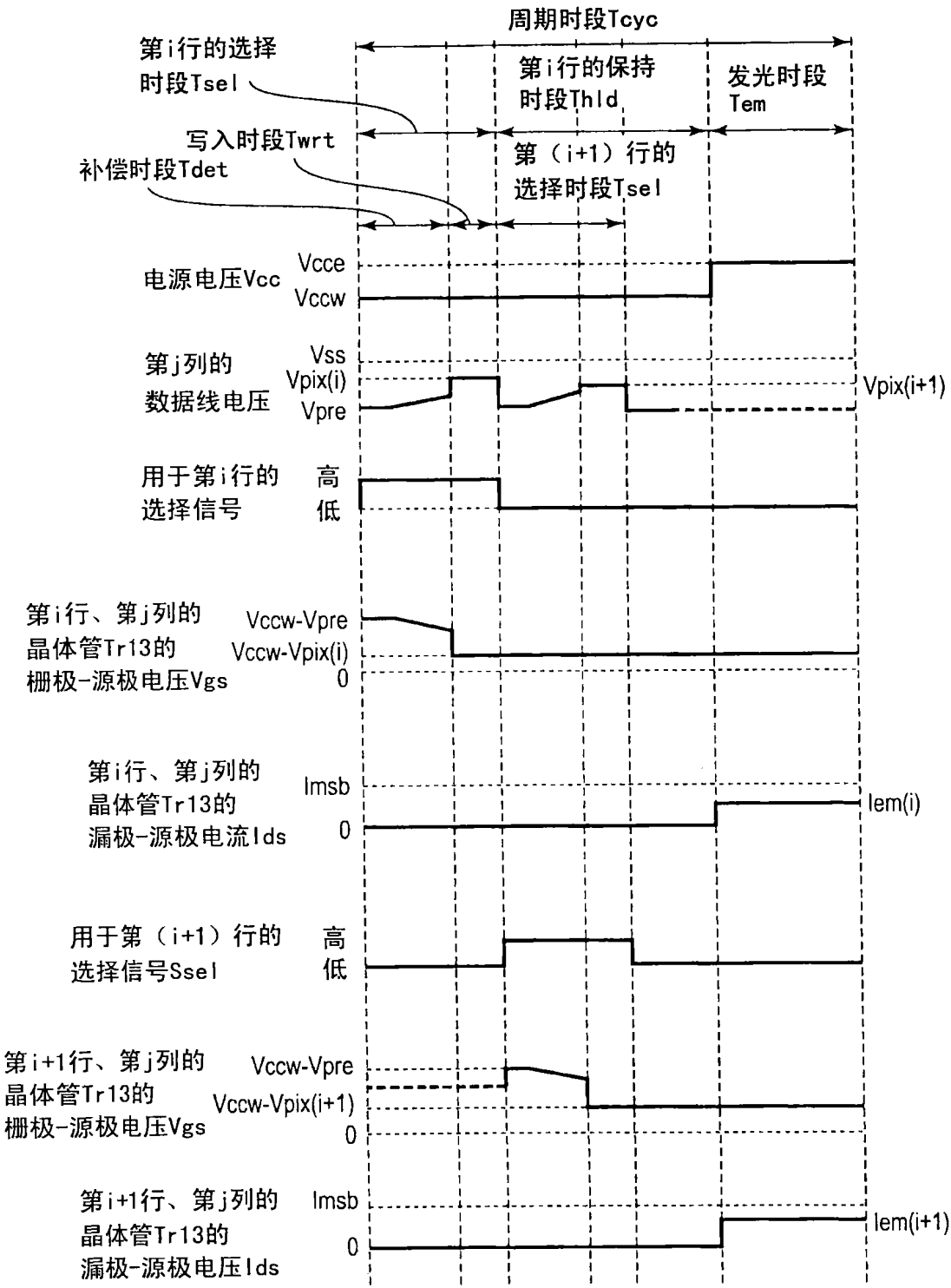


图12

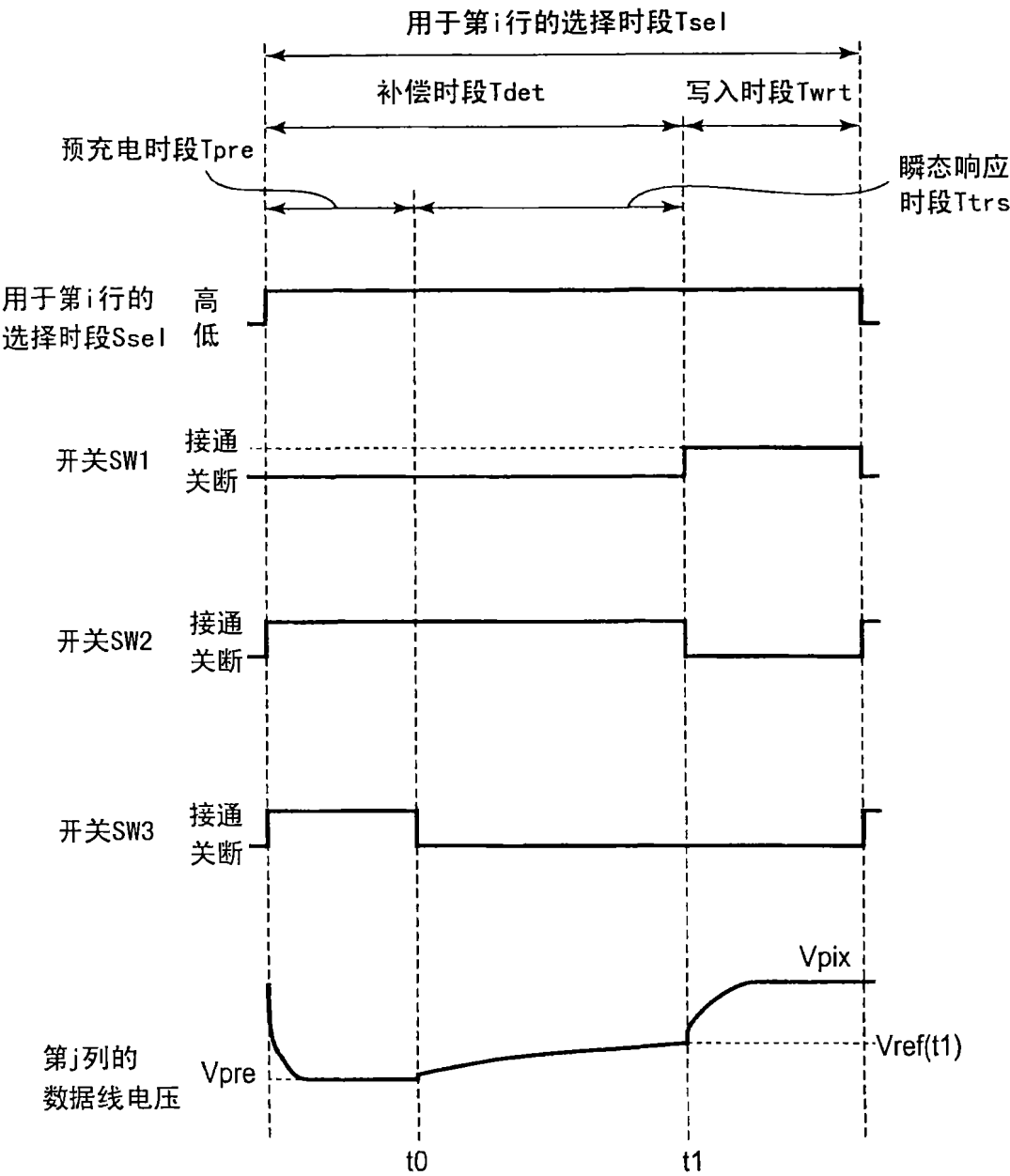


图13

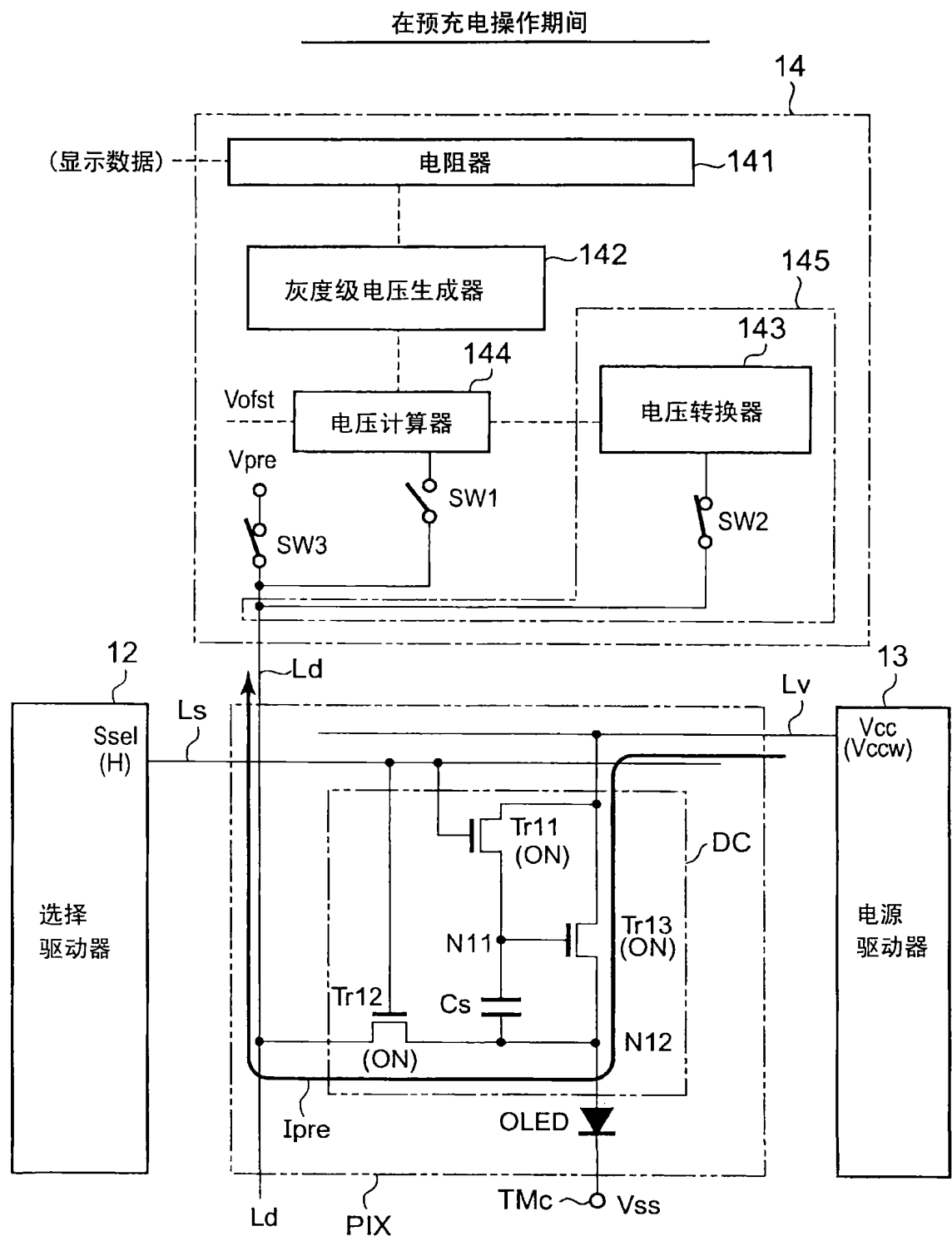


图14

在参考信号的读取操作期间

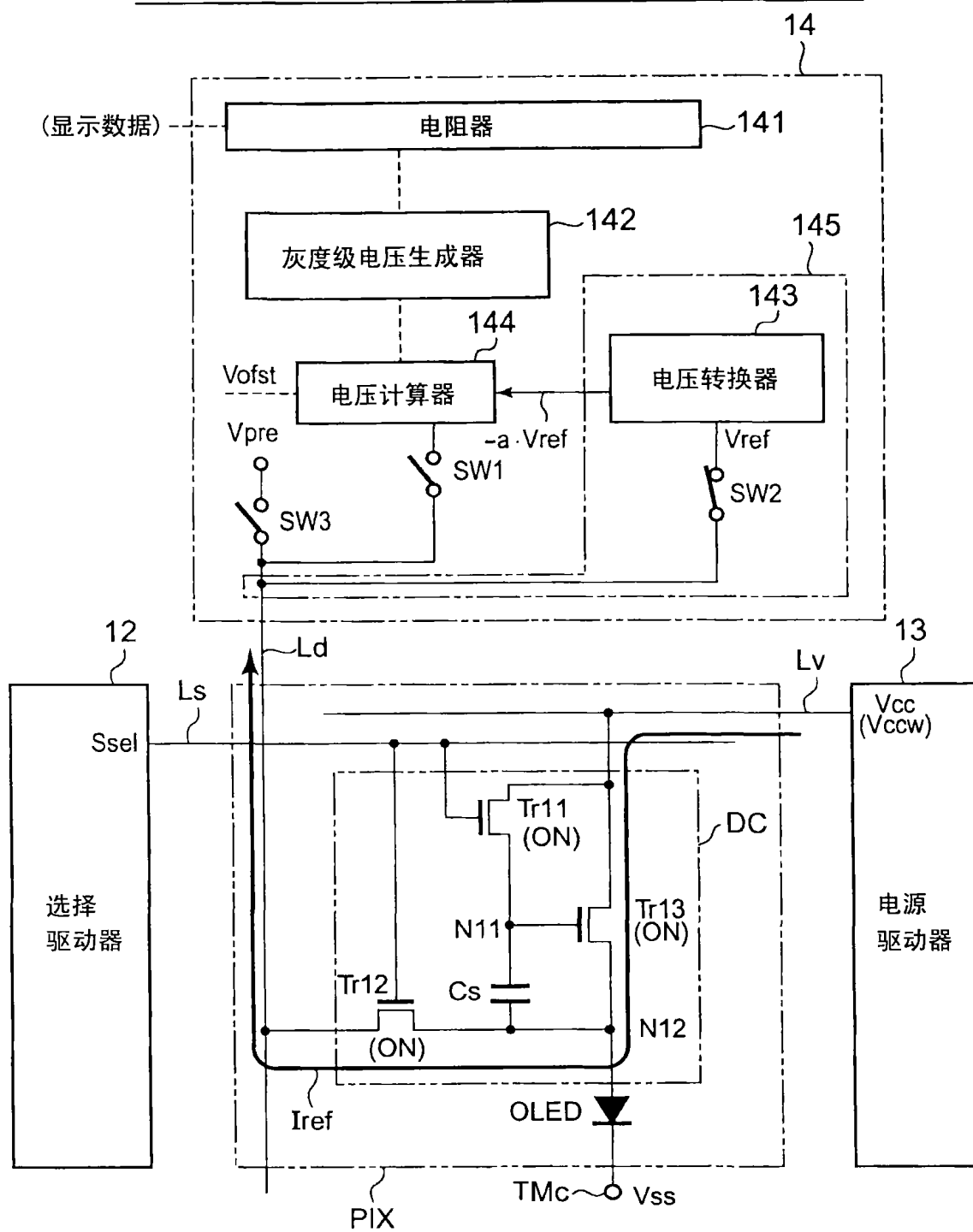


图 15

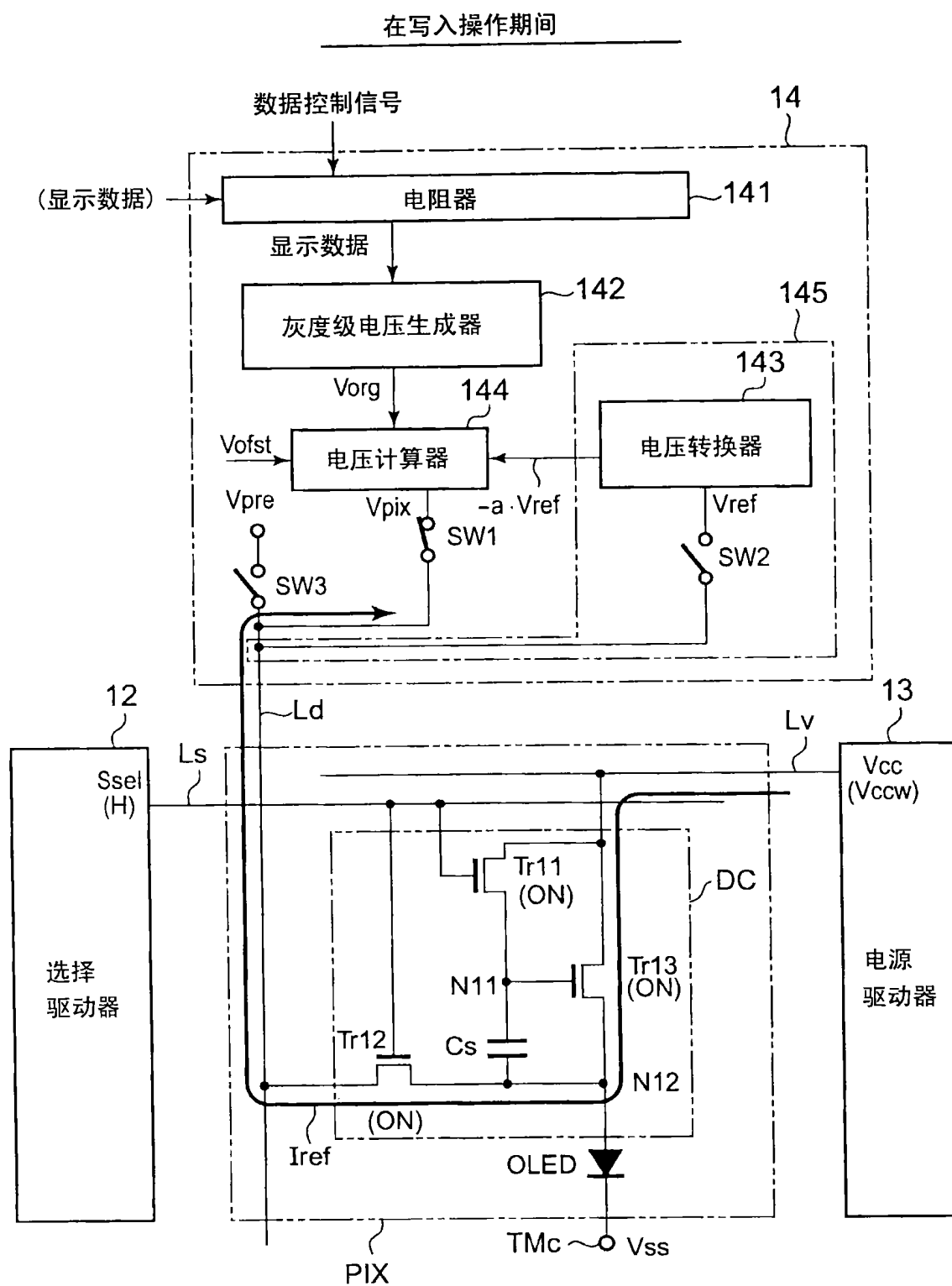


图 16



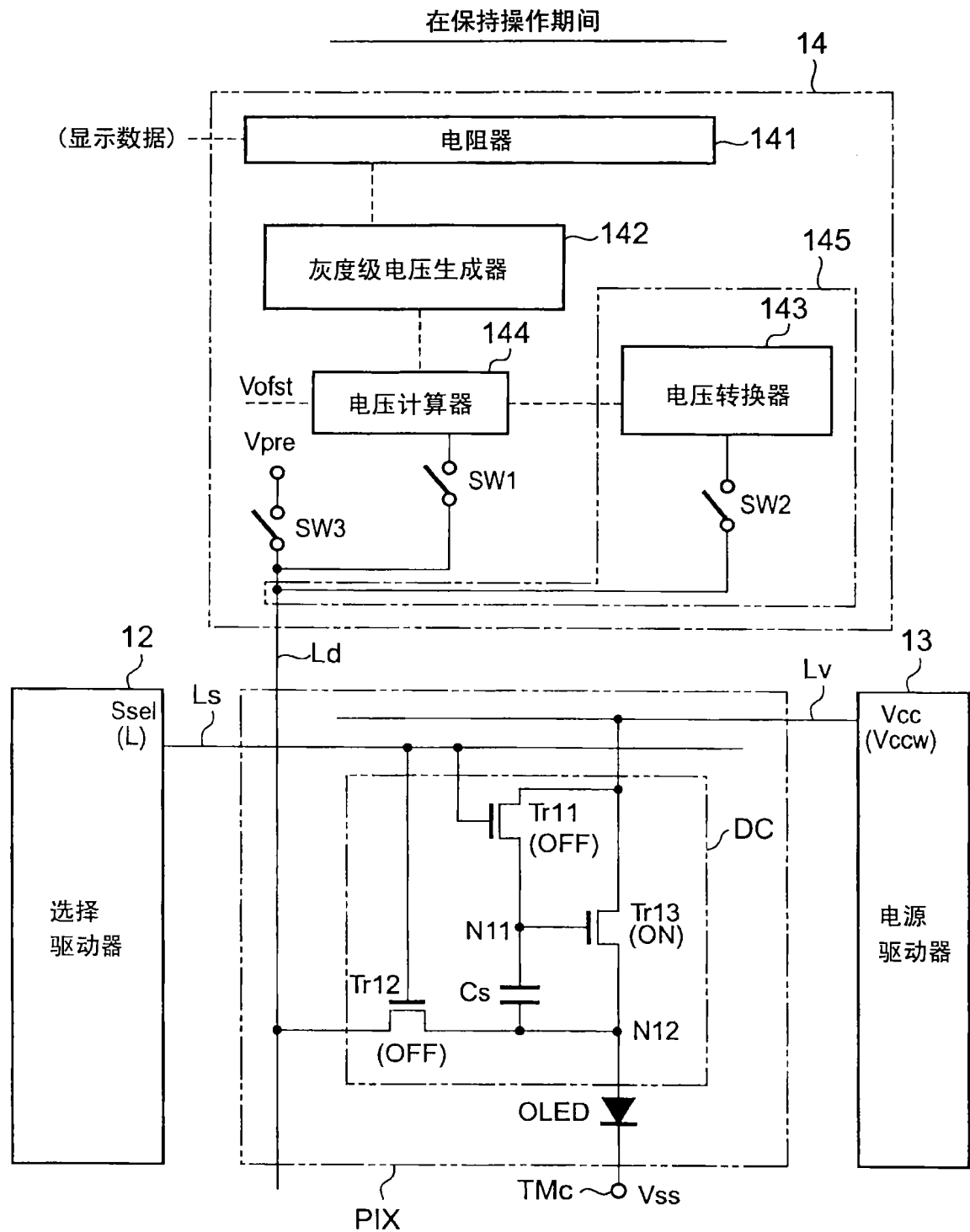


图17

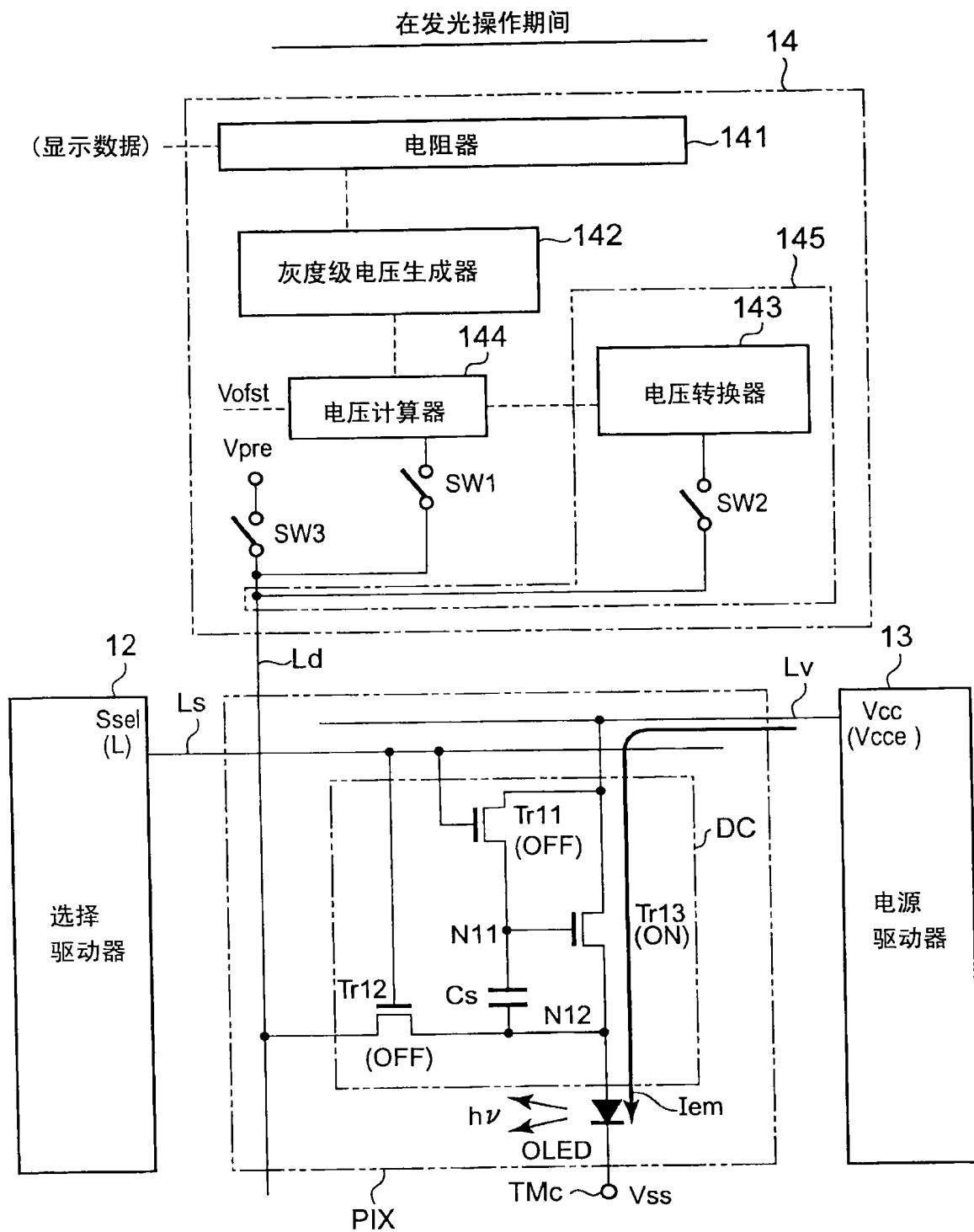


图18

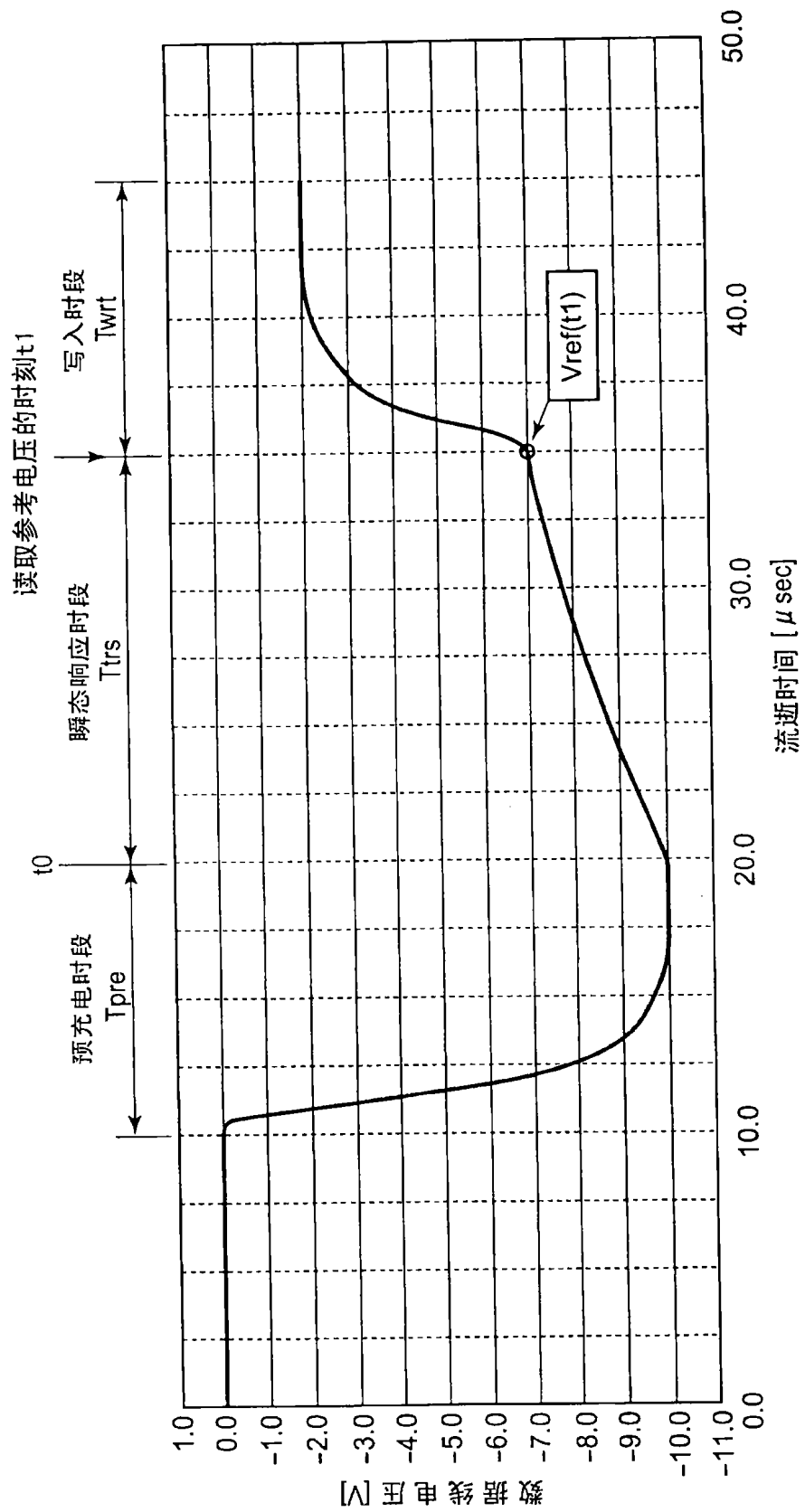


图19

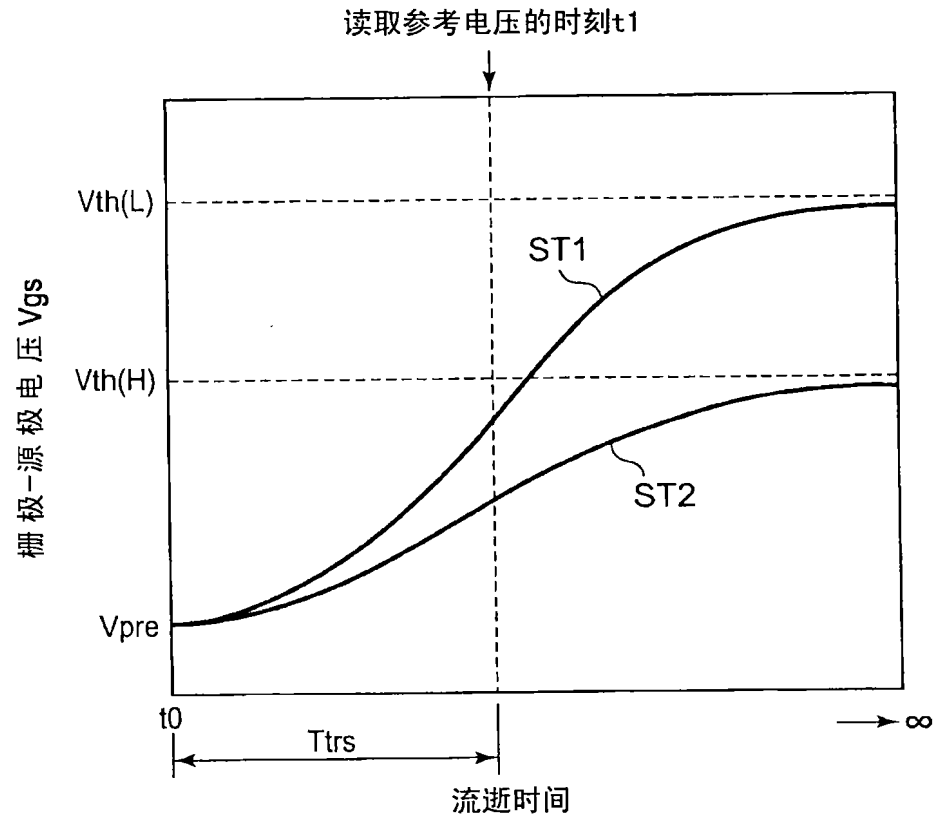


图20

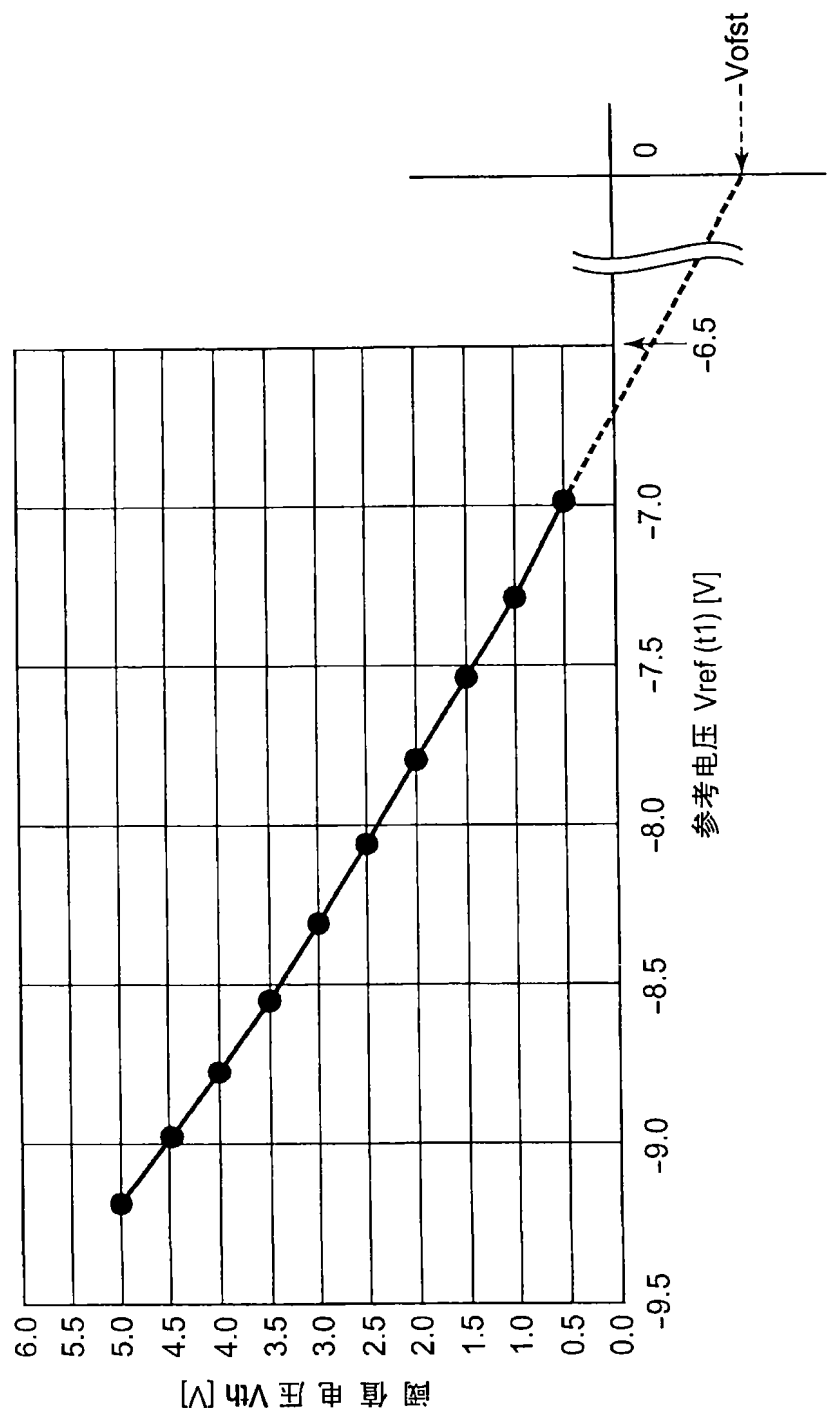


图21

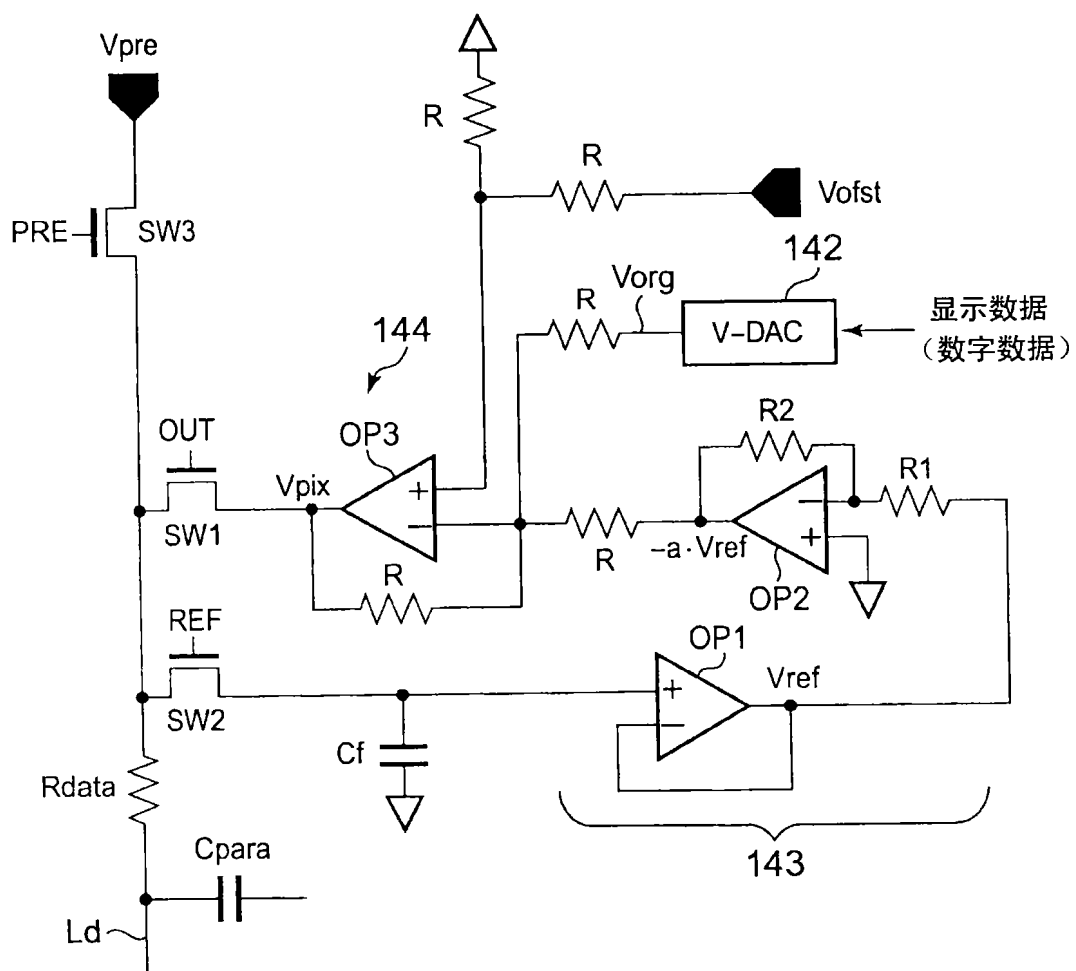


图22

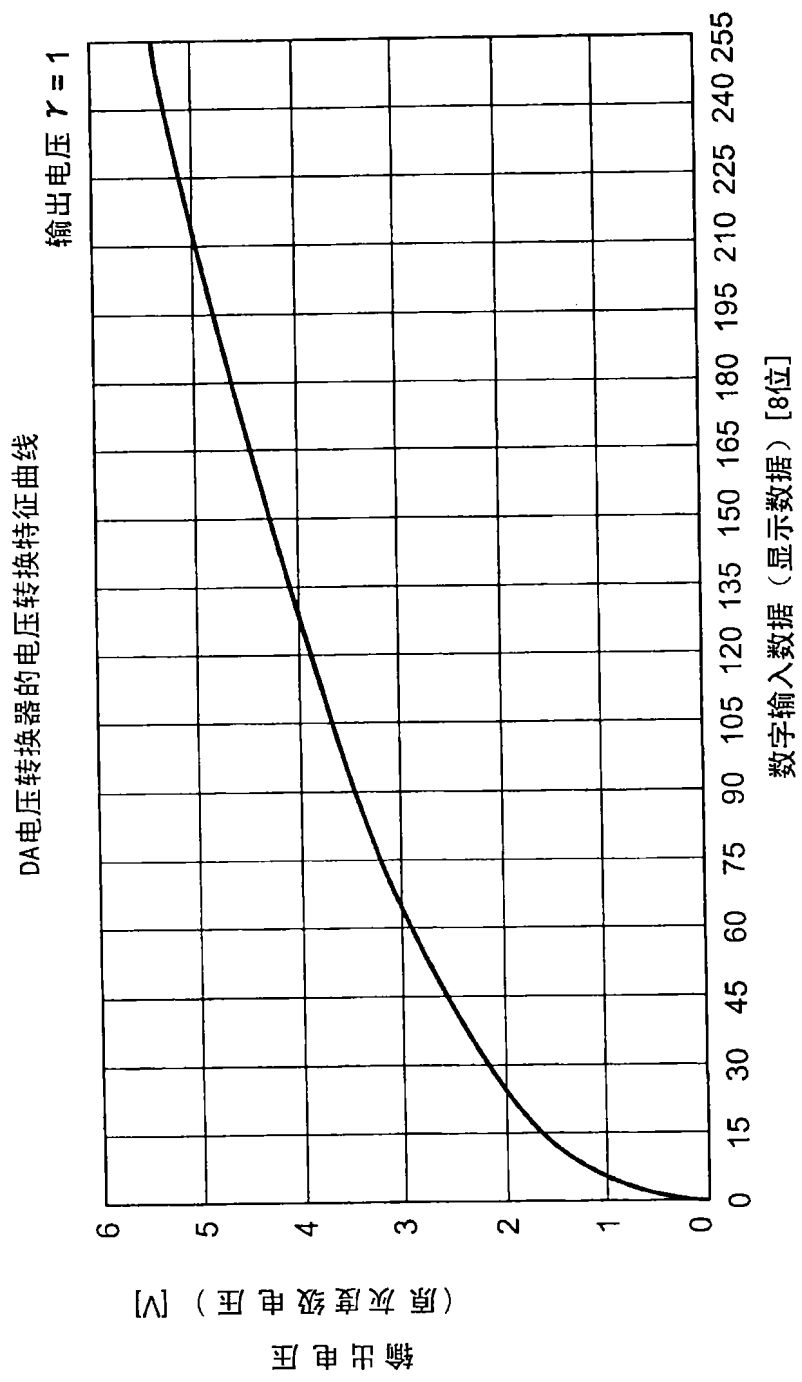
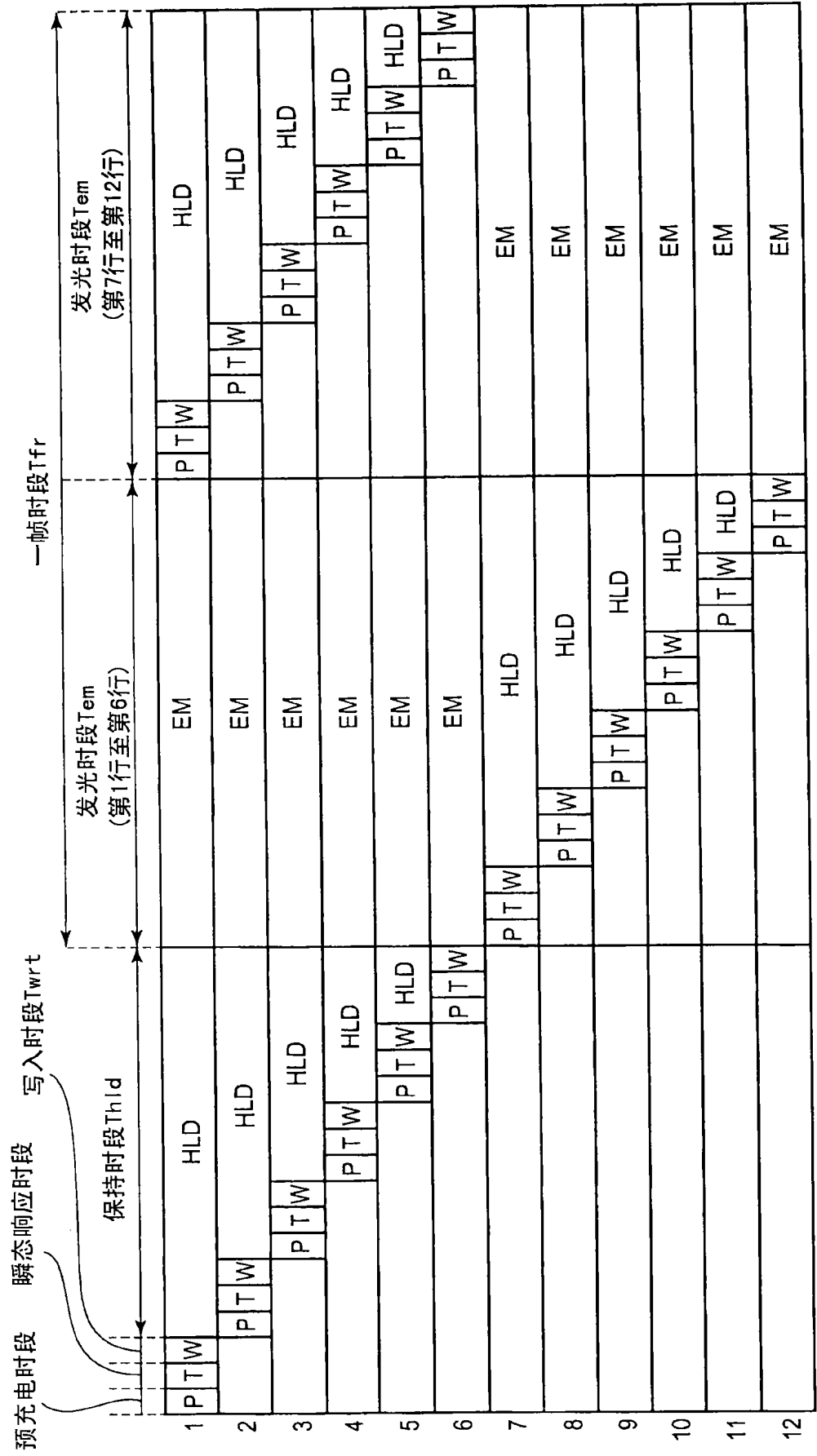


图23



P 预充电操作, T 瞬态响应, W 写入操作,  
HLD 保持操作, EM 发光操作

图24



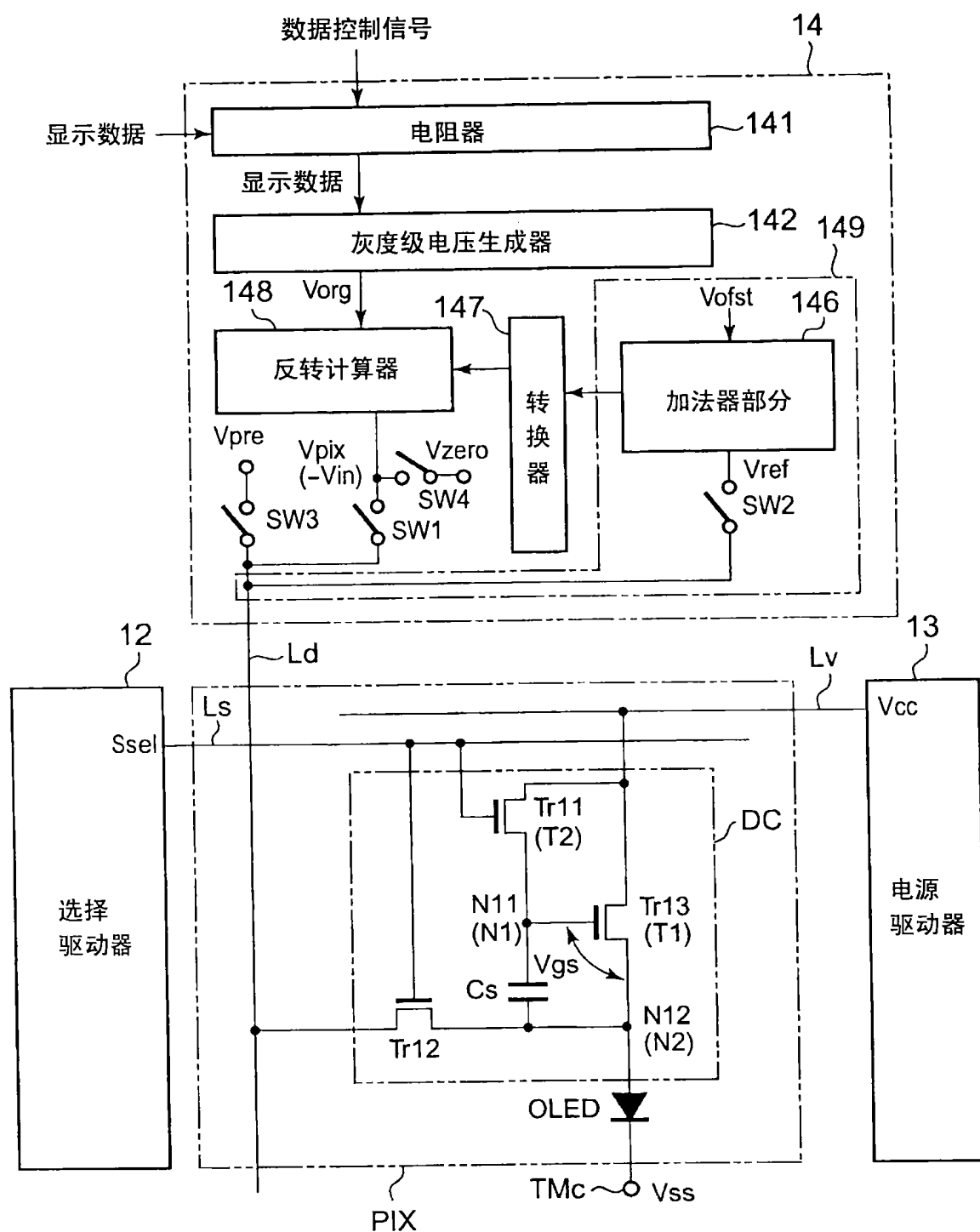


图25

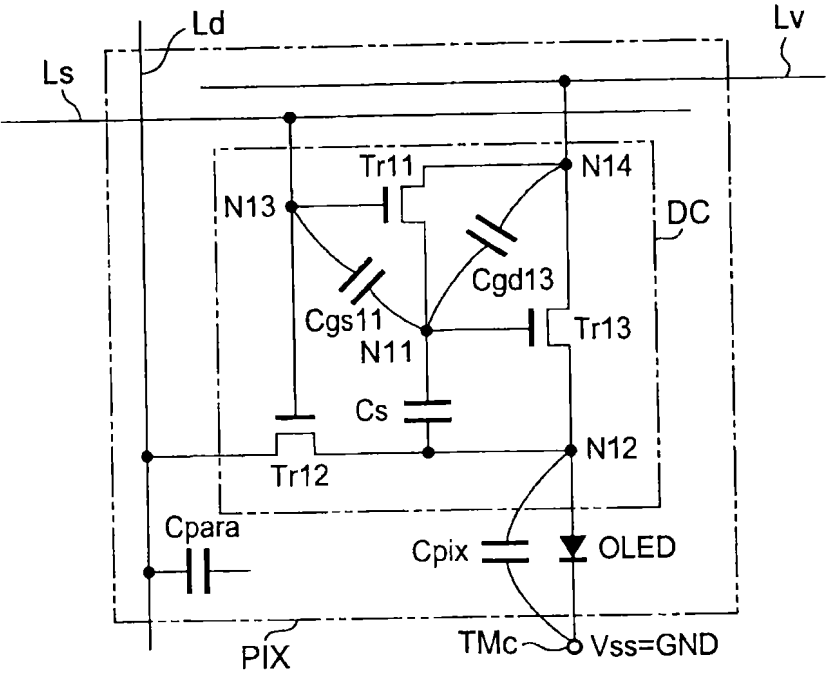


图26A

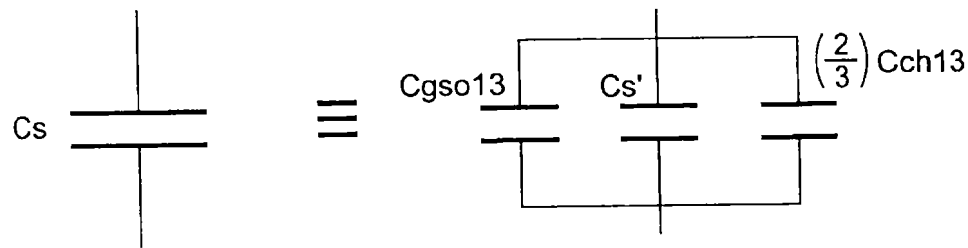


图26B

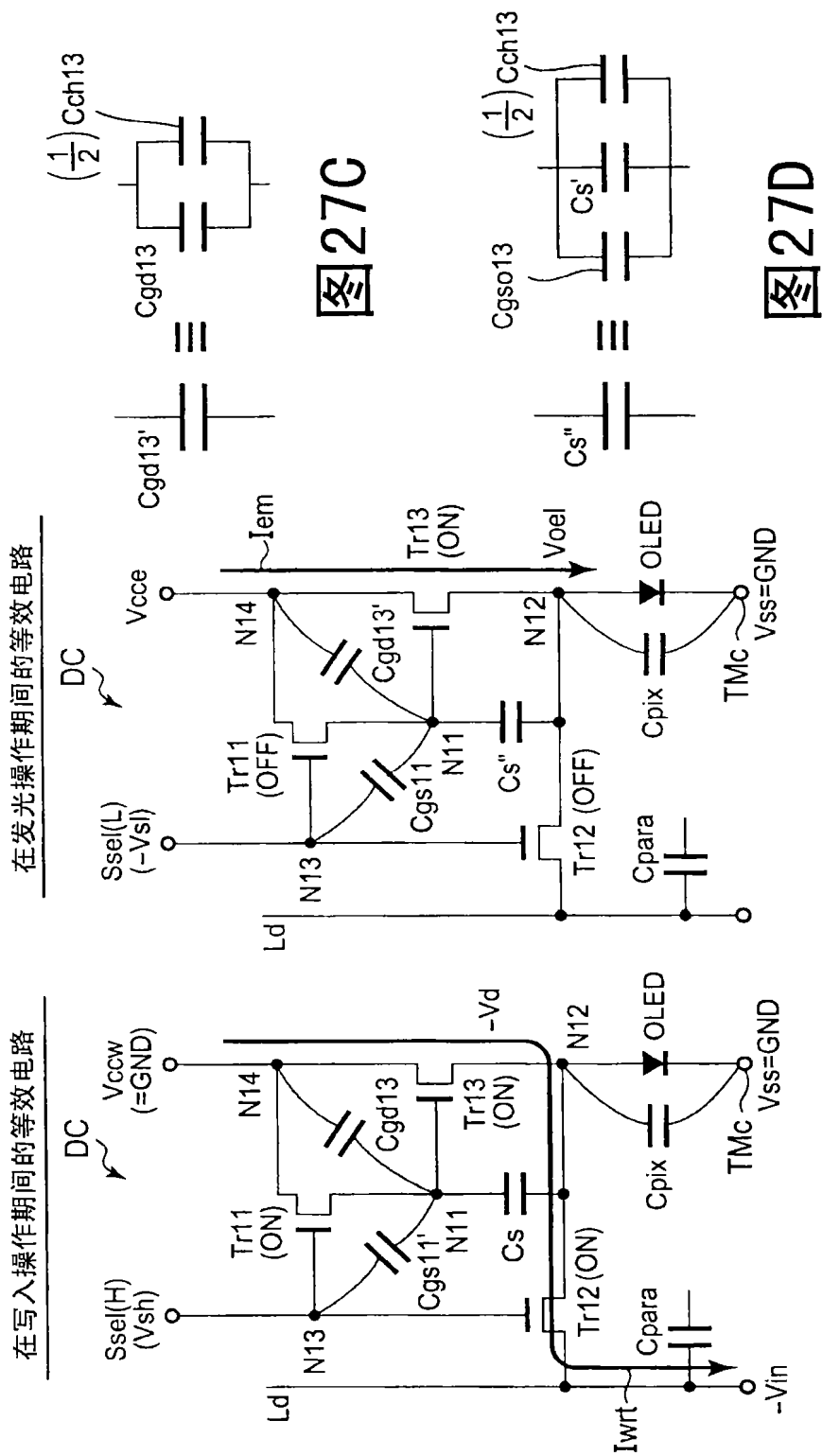


图27B

图27A

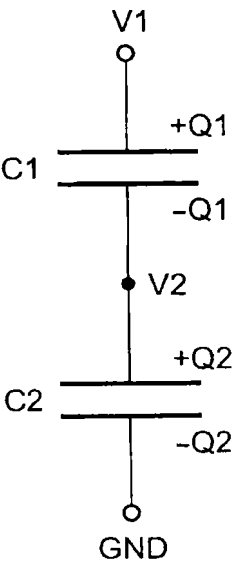


图28A

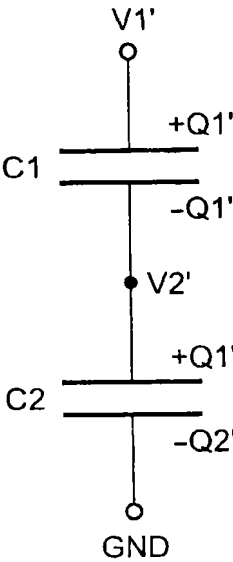


图28B

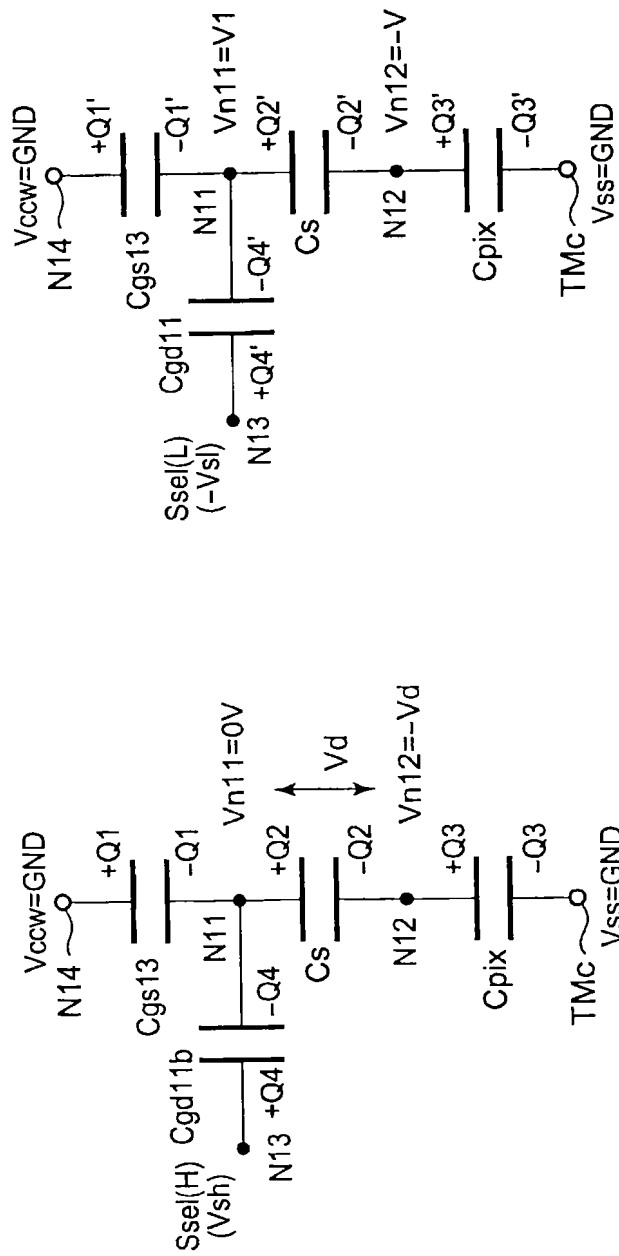
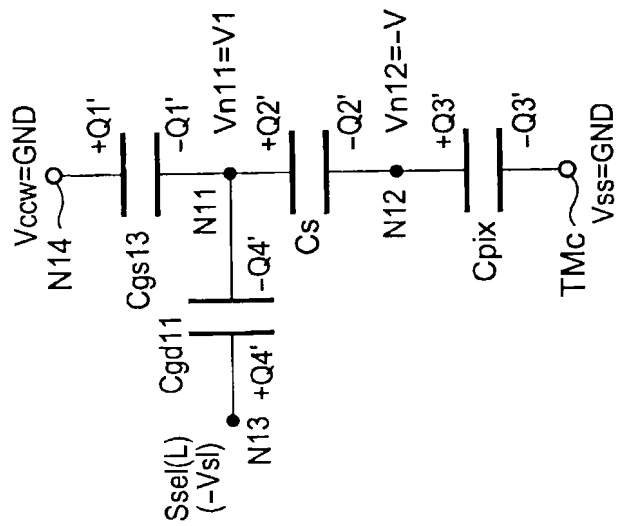


图 29A



29B





## 未选中状态保持步骤

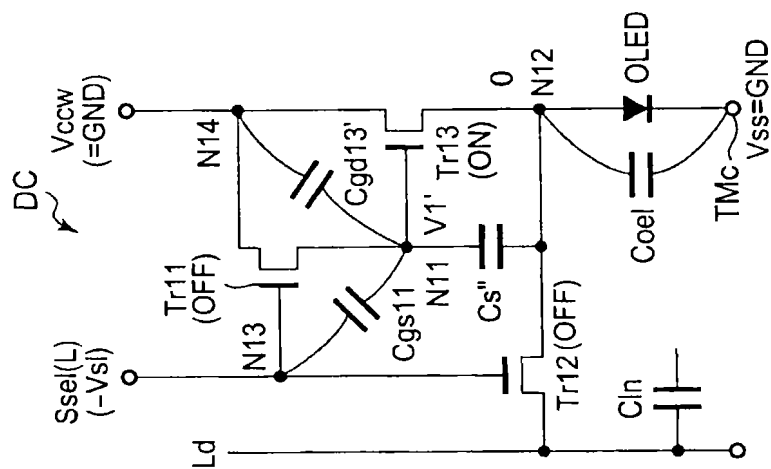
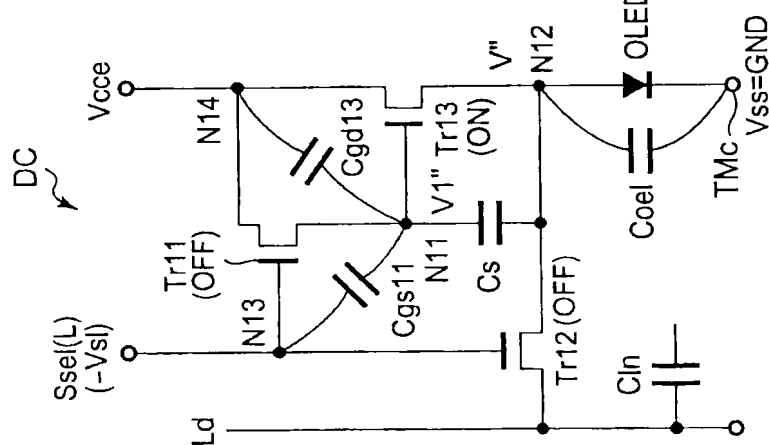


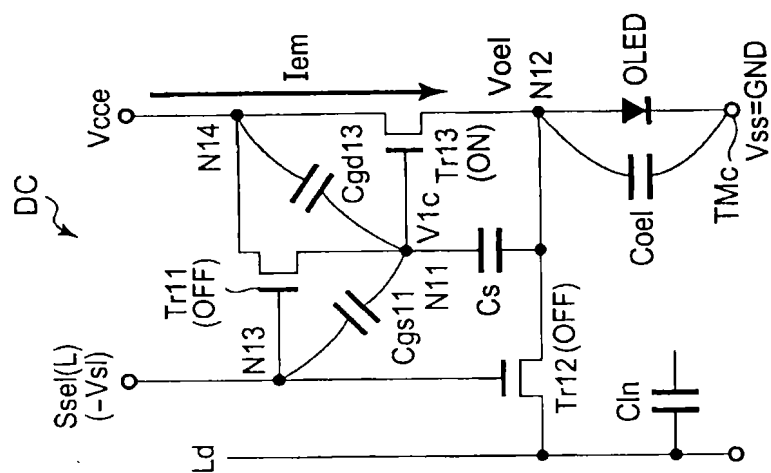
图 32A

## 电源电压切换步骤



32B

## 发光步骤



320



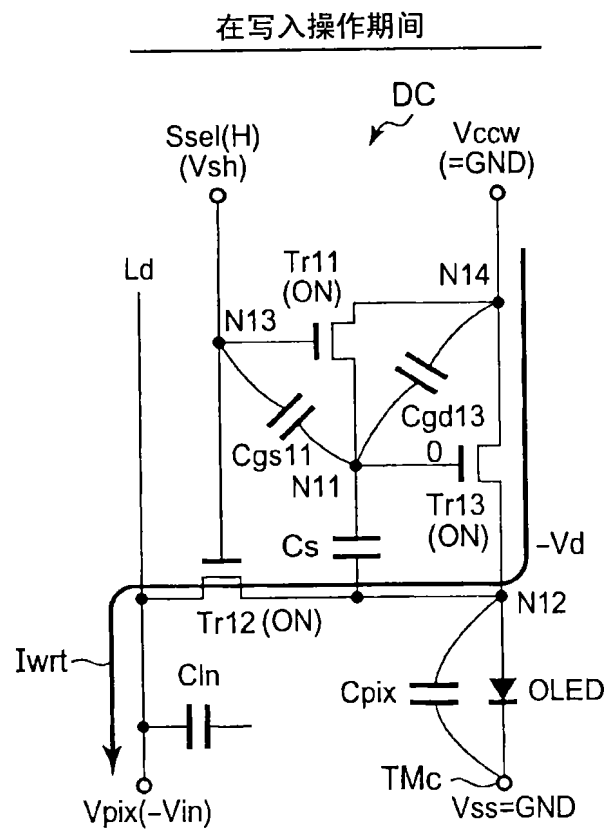


图 33

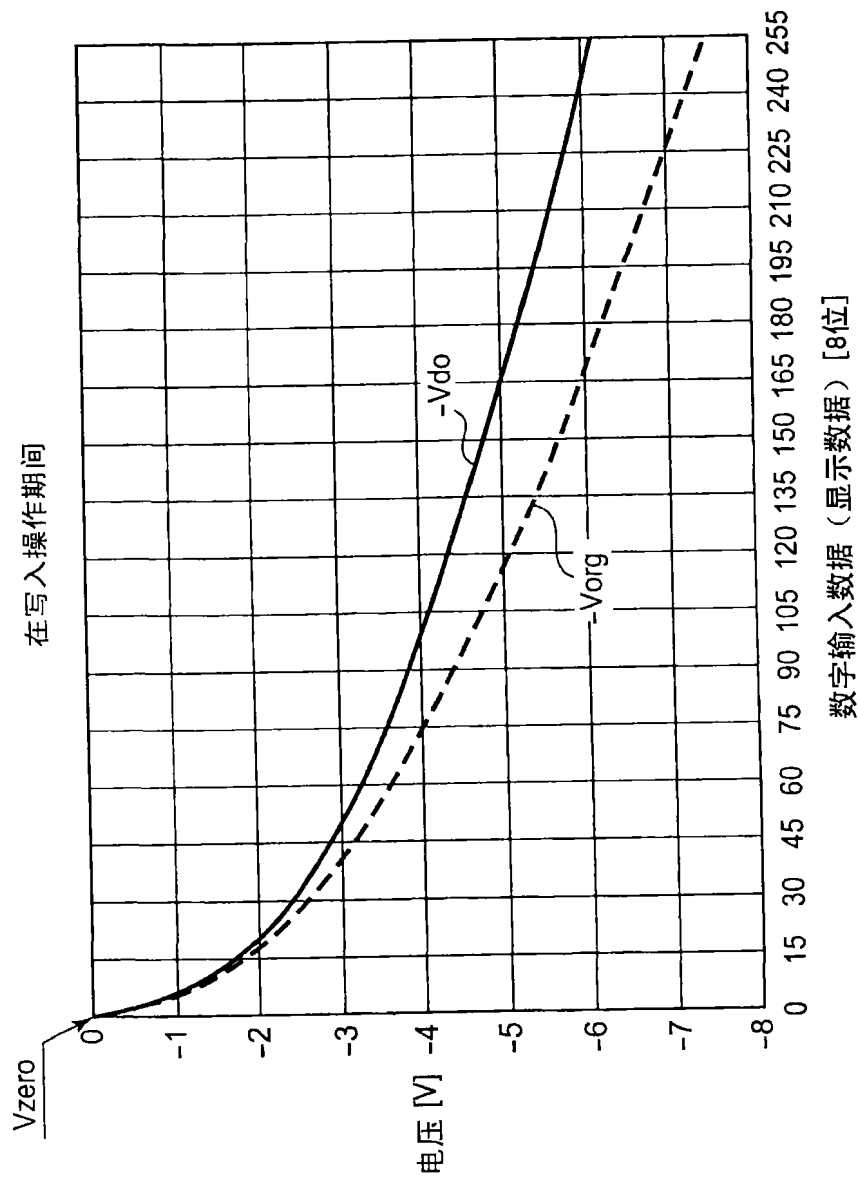


图34

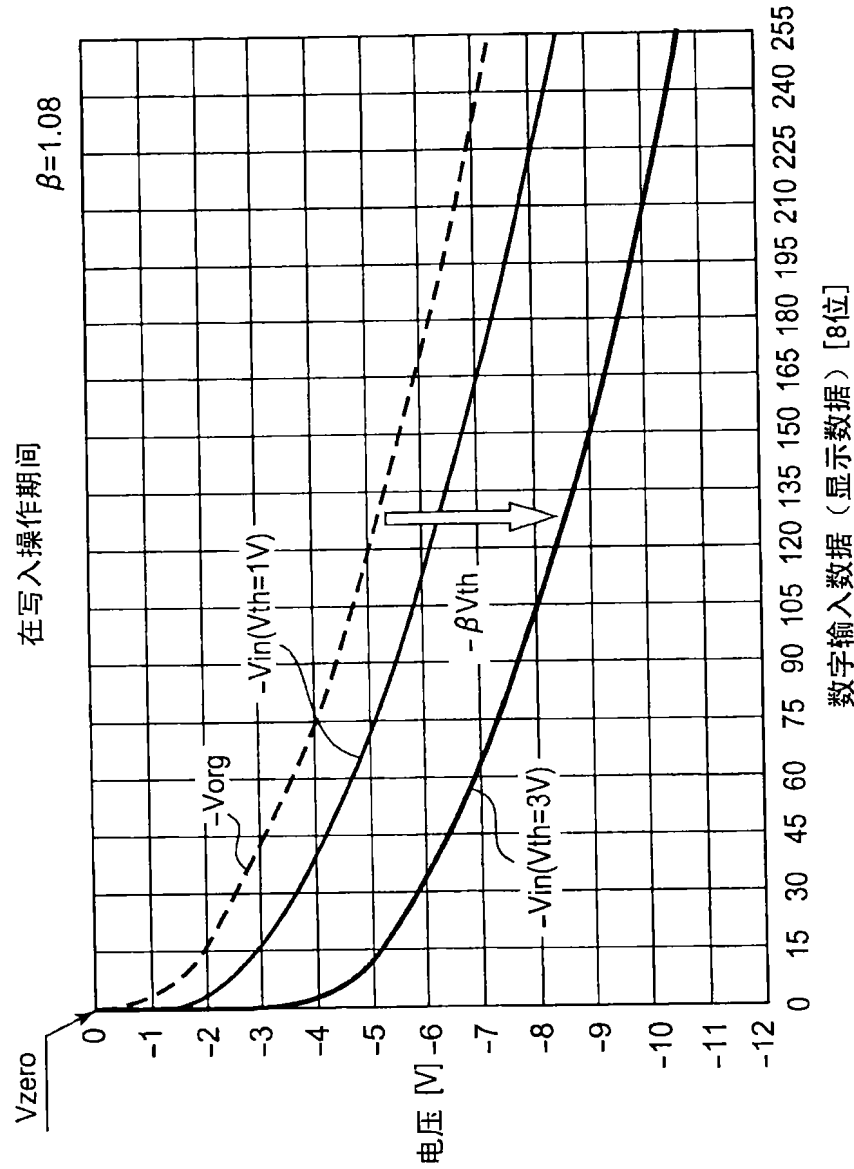


图35

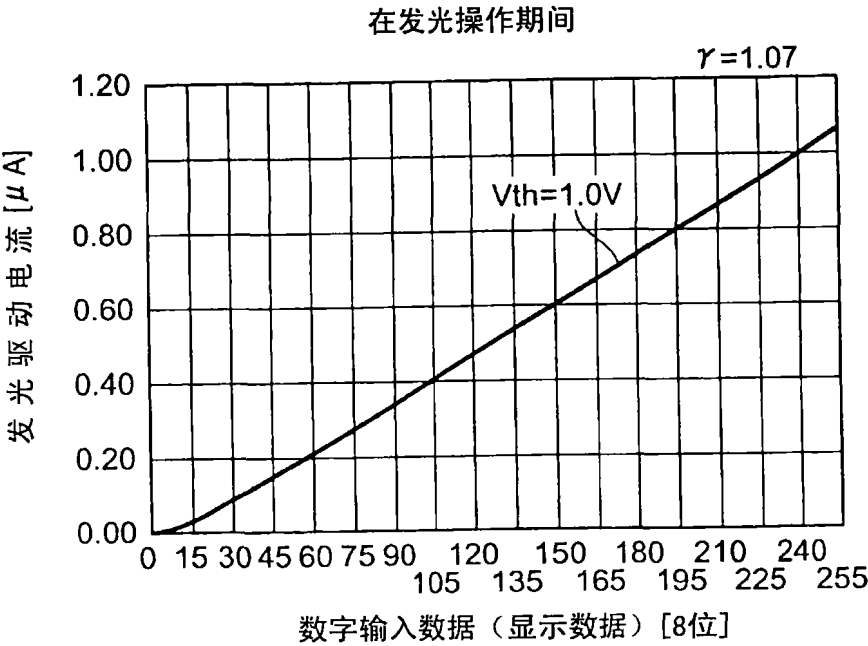


图36A

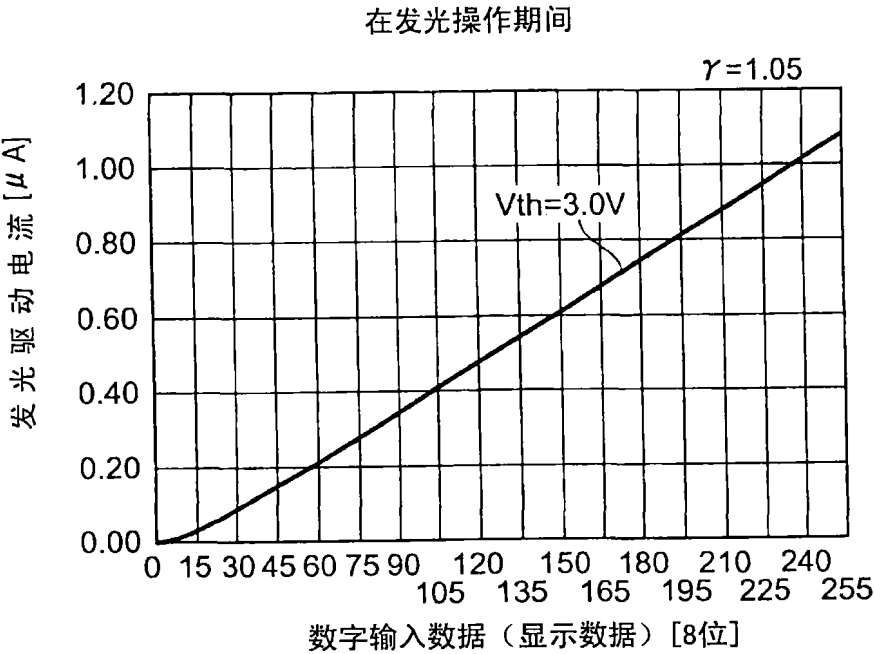


图36B

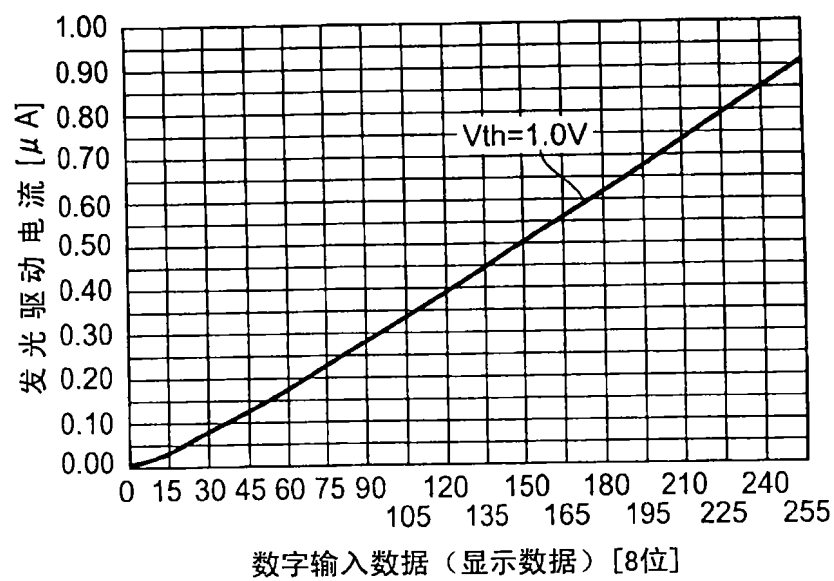


图37A

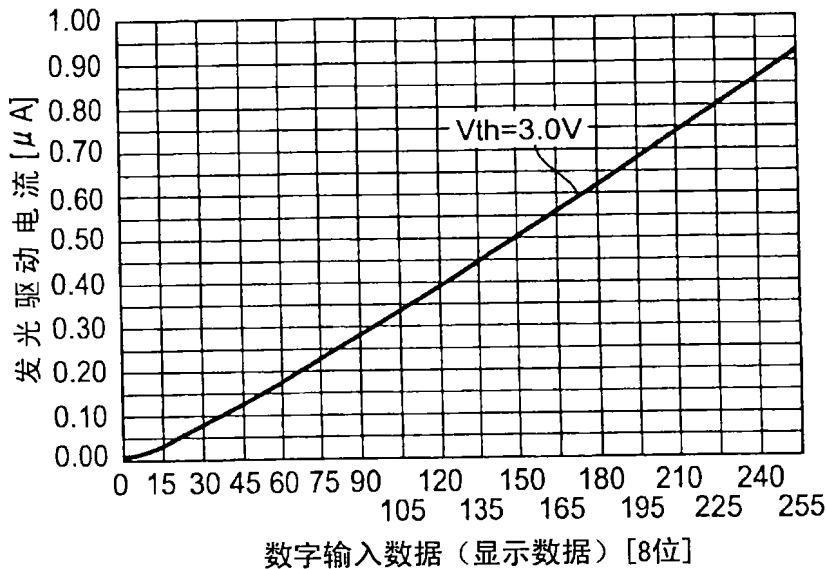


图37B

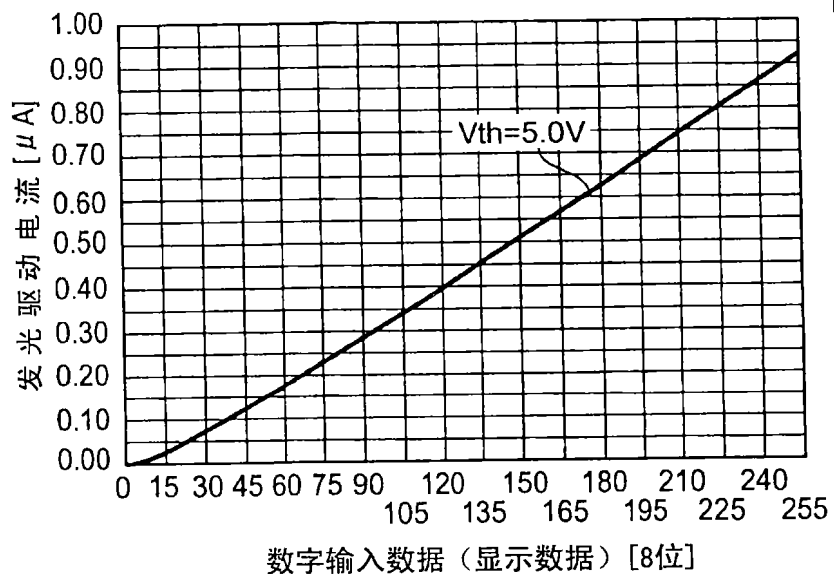


图37C

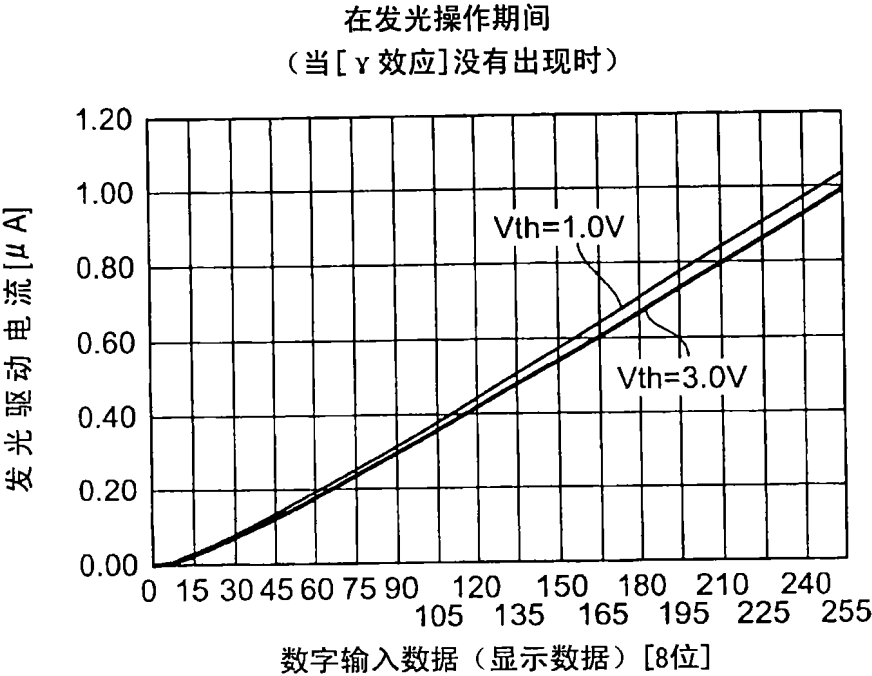


图38A

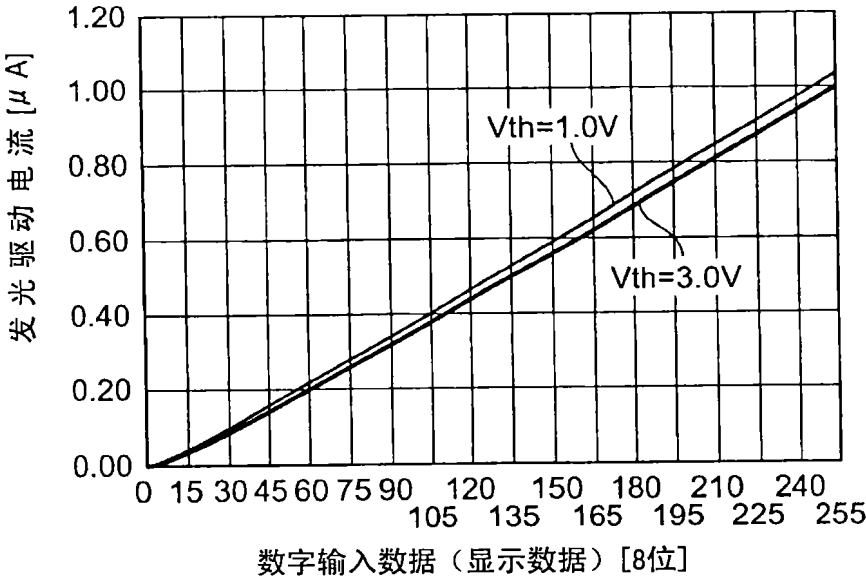


图38B

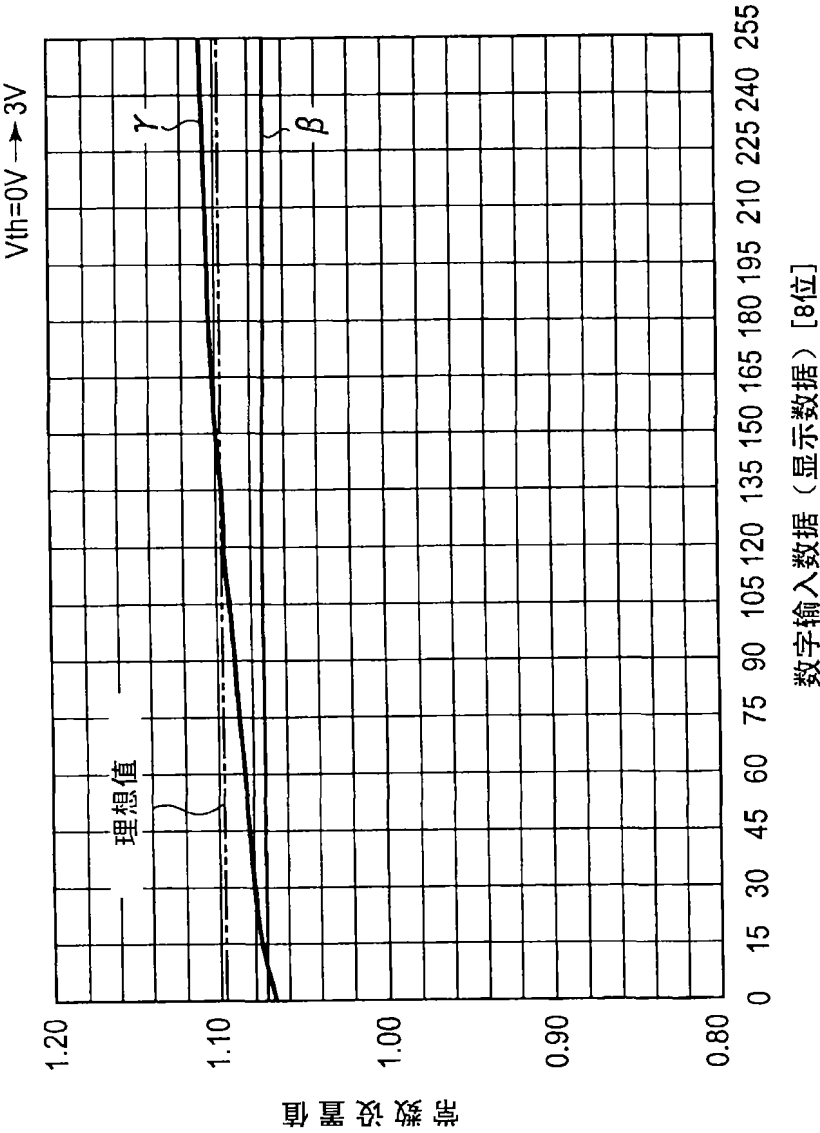


图 39

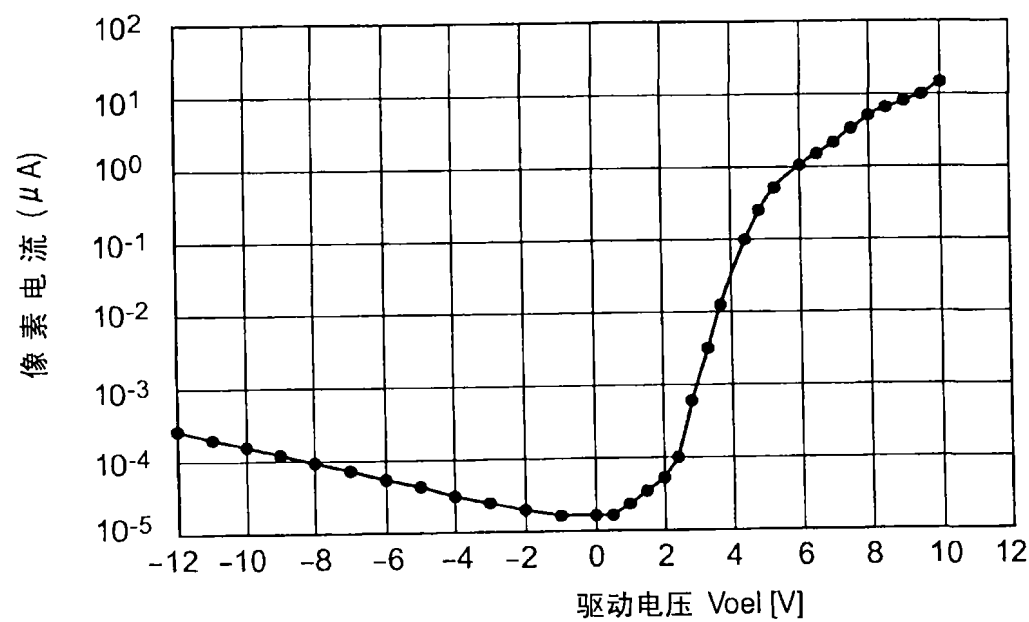


图40



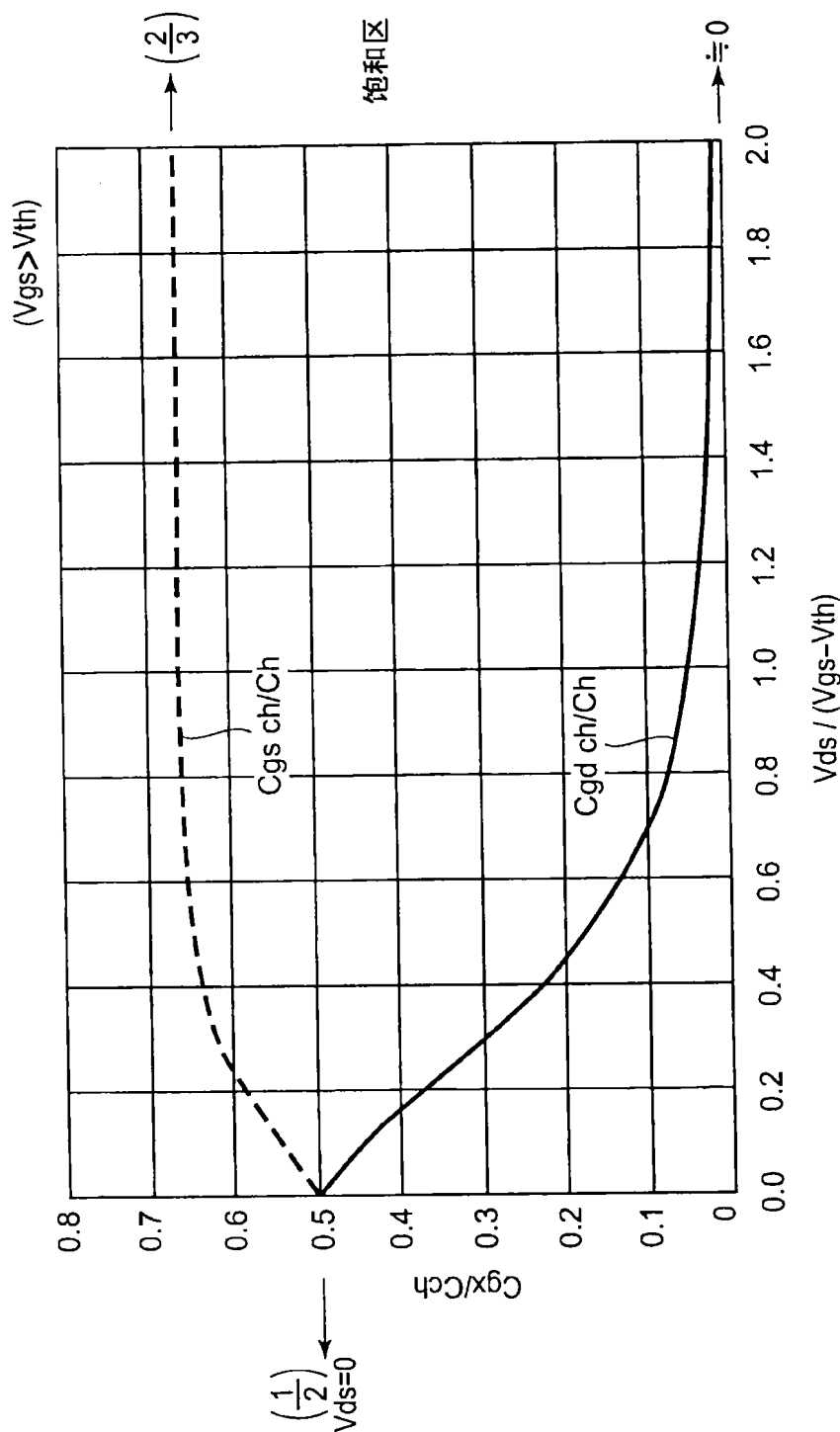


图41

专利名称(译)	显示驱动装置和用于驱动显示驱动装置的方法以及显示装置和用于驱动显示装置的方法		
公开(公告)号	<a href="#">CN101421772A</a>	公开(公告)日	2009-04-29
申请号	CN200780013062.4	申请日	2007-09-25
[标]申请(专利权)人(译)	卡西欧计算机株式会社		
申请(专利权)人(译)	卡西欧计算机株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	卡西欧计算机株式会社		
[标]发明人	小仓润		
发明人	小仓润		
IPC分类号	G09G3/32		
CPC分类号	G09G2320/0295 G09G2300/0842 G09G2320/043 G09G3/3275 G09G2310/0251 G09G2310/027 G09G3/3233 G09G2300/0866 G09G2320/0233 G09G2310/0218 G09G2320/0261		
代理人(译)	林锦辉		
优先权	2007078963 2007-03-26 JP 2006258717 2006-09-25 JP		
其他公开文献	CN101421772B		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

# 摘要(译)

使发光元件(OLED)以优选亮度和取决于显示数据的灰度级发光。在预充电时段期间，数据驱动器(14)经由数据线(Ld)向电容器(Cs)施加预充电电压(Vpre)。在施加预充电电压之后，电压转换器(143)在瞬态响应时段(Ttrs)之后读取数据线Ld的参考电压Vref，以生成补偿电压(a - Vref)。电压计算器(144)基于补偿电压(a - Vref)来补偿具有根据显示数据的值的原灰度级电压Vorg，所述原灰度级电压由灰度级电压生成器(142)生成。结果，电压计算器(144)生成与用于驱动发光的晶体管Tr13的元件特性的变化量对应的补偿灰度级电压Vpix，向数据线Ld施加补偿灰度级电压Vpix以设置像素(Pix)的亮度。

