

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200710149402.8

[51] Int. Cl.

G09G 3/30 (2006.01)

G09G 3/20 (2006.01)

H05B 33/08 (2006.01)

H05B 33/14 (2006.01)

[45] 授权公告日 2010年3月3日

[11] 授权公告号 CN 100593184C

[22] 申请日 2007.8.2

[21] 申请号 200710149402.8

[30] 优先权

[32] 2006.8.2 [33] JP [31] 210620/06

[73] 专利权人 索尼株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 浅野慎

[56] 参考文献

JP2004361640A 2004.12.24

US2005225251A1 2005.10.13

CN1534568A 2004.10.6

CN1551089A 2004.12.1

审查员 栗彬彬

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 周少杰 黄小临

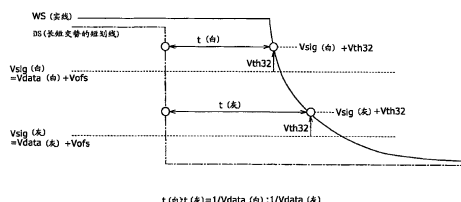
权利要求书 2 页 说明书 29 页 附图 18 页

[54] 发明名称

显示设备和显示设备的驱动方法

[57] 摘要

一种显示设备包括像素阵列部件和依赖性消除部件。在像素阵列部件中，多个像素电路以矩阵形式布置，该多个像素电路中每一个包括电光元件、被配置为驱动所述电光元件的驱动晶体管、被配置为采样并写入输入信号电压的采样晶体管、以及被配置为在显示期中保持所述驱动晶体管的栅极-源极电压的电容器。依赖性消除部件用于在所述电光元件在输入信号电压已由所述采样晶体管写入的状态下发光之前的校正期中，将所述驱动晶体管的漏极-源极电流负反馈至所述驱动晶体管的栅极输入侧，以消除所述驱动晶体管的漏极-源极电流对迁移率的依赖性。



1. 一种显示设备, 包括:

像素阵列部件, 其中多个像素电路以矩阵形式布置, 该多个像素电路中的每一个包括电光元件、被配置为驱动所述电光元件的驱动晶体管、被配置为采样并写入输入信号电压的采样晶体管、以及被配置为在显示期中保持所述驱动晶体管的栅极-源极电压的电容器; 和

依赖性消除装置, 用于在在所述采样晶体管写入输入信号电压的状态下在所述电光元件发光之前的校正期中, 将所述驱动晶体管的漏极-源极电流负反馈至所述驱动晶体管的栅极输入侧, 以消除所述驱动晶体管的漏极-源极电流对迁移率的依赖性, 其中,

在校正期之前, 设置校正期的时间, 使得校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

2. 如权利要求 1 所述显示设备, 其中, 在校正期之前, 设置用于驱动所述采样晶体管的信号的下降沿波形或上升沿波形、和/或用于驱动除所述采样晶体管之外的任何其他晶体管的信号的下降沿波形或上升沿波形, 使得校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

3. 如权利要求 2 所述显示设备, 其中, 所述像素电路的每一个还包括被配置为选择性地对所述驱动晶体管供应电流的第一开关晶体管, 并且

将所述第一开关晶体管进入传导状态之后直到所述采样晶体管进入非传导状态的时间设置为校正期的时间。

4. 如权利要求 2 所述显示设备, 其中, 将所述采样晶体管进入传导状态之后直到所述采样晶体管进入非传导状态的时间设置为校正期的时间。

5. 如权利要求 1 所述显示设备, 其中,

所述像素电路的每一个还包括连接在所述驱动晶体管的栅极和漏极之间的第二开关晶体管, 并且

在校正期之前, 设置用于驱动所述第二开关晶体管的信号的上升沿波形或下降沿波形, 以使得校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

6. 如权利要求 5 所述显示设备, 其中, 将所述第二开关晶体管进入传导状态之后直到所述第二开关晶体管进入非传导状态的时间设置为校正期

的时间。

7. 如权利要求 1 所述显示设备, 其中,

所述像素电路的每一个还包括连接在所述驱动晶体管的栅极和漏极之间的第二开关晶体管、以及连接在用于提供输入信号电压的数据线和所述驱动晶体管的漏极之间的第三开关晶体管, 并且

在校正期之前, 设置用于驱动所述第三开关晶体管的信号的上升沿波形或下降沿波形, 以使得校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

8. 如权利要求 1 所述显示设备, 其中, 将在所述第三开关晶体管进入传导状态之后直到所述第三开关晶体管进入非传导状态的时间设置为校正期的时间。

9. 一种用于显示设备的驱动方法, 在显示设备中, 多个像素电路以矩阵形式布置, 所述多个像素电路中每一个包括电光元件、被配置为驱动所述电光元件的驱动晶体管、被配置为采样和写入输入信号电压的采样晶体管、以及被配置为在显示期中保持所述驱动晶体管栅极-源极电压的电容器, 所述方法包括如下步骤:

在所述采样晶体管写入输入信号电压的状态下、在所述电光元件发光之前的校正期中, 使所述驱动晶体管的漏极-源极电流负反馈至所述驱动晶体管的栅极输入侧, 以消除所述驱动晶体管的漏极-源极电流对迁移率的依赖性, 在校正期之前, 设置校正期的时间, 以便校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

显示设备和显示设备的驱动方法

相关申请的交叉引用

本发明包括与 2006 年 8 月 2 日在日本专利局提出的日本专利申请 JP2006-210620 有关的主题，其全部内容在此结合作为参考。

技术领域

本发明涉及显示设备和显示设备的驱动方法，特别涉及其中各自包括电光元件的多个像素电路以矩阵形式布置的显示设备，以及用于该显示设备的驱动方法。

背景技术

近年来，在图像显示设备领域，有机 EL（电致发光）显示设备得到发展并实现商业化，其中，各自包括作为像素的发光元件的电流驱动型电光元件的大量像素电路以矩阵形式布置，例如为有机 EL 元件的该电流驱动型电光元件的发光亮度响应流过其中的电流值而变化。由于有机 EL 元件是自发光元件，所以与其中光源（背光）的光强度受包括液晶单元的像素电路控制的液晶显示设备相比，有机 EL 显示设备的优点在于所显示图像的可观性高、无需背光、以及元件响应速度高。

类似于液晶显示设备，有机 EL 显示设备可采用简单（无源）矩阵型或者有源矩阵型作为其驱动方法。但是，虽然简单矩阵型的显示设备在结构上简单，但其具有这样的问题：难以实现具有高清晰度的大尺寸显示设备。因此，近年来，在发展有源矩阵型的显示设备上作了大量的努力，其中流过发光元件的电流受在像素电路中提供的有源元件来控制，像素电路中的发光元件提供为例如绝缘栅型场效应晶体管（通常是薄膜晶体管（TFT））。

如果在将薄膜晶体管（此后称为“TFT”）用作有源元件的像素电路中可能使用该 TFT 的 N 沟道类型晶体管，则在基板上形成 TFT 时可能使用现有技术中的用非晶硅（a-Si）工艺。使用 a-Si 工艺可能降低在其上形成 TFT 的基板的成本。

顺便地，有机 EL 元件的电流-电压 (I-V) 特性通常随时间流逝而恶化 (老化恶化)。由于在使用 N 沟道 TFT 的像素电路中，有机 EL 元件连接到用电流驱动有机 EL 元件的晶体管 (此后称为“驱动晶体管”) 的源极侧，所以如果有机 EL 元件的 I-V 特性经历老化恶化，则驱动晶体管的栅极-源极电压 V_{gs} 将改变。结果，有机 EL 元件的发光亮度也改变。

这在下面更为详细地描述。驱动晶体管的源极电位取决于驱动晶体管和有机 EL 元件的工作点。如果有机 EL 元件的 I-V 特性恶化，则驱动晶体管和有机 EL 元件的工作点变化，因此，即使将相同的电压施加到驱动晶体管的栅极上，驱动晶体管的源极电位也会改变。因此，驱动晶体管的源极-栅极电压 V_{gs} 改变，且流过驱动晶体管的电流值改变。结果，流过有机 EL 元件的电流值也改变，并导致有机 EL 元件的发光亮度改变。

此外，在使用多晶 TFT 的像素电路中，除有机 EL 元件的 I-V 特性老化恶化之外，驱动晶体管的阈值电压 V_{th} 展现出老化恶化或在不同像素中的差异 (个别晶体管在特性上分散)。由于如果在不同的驱动晶体管之中阈值电压 V_{th} 不同，则流过驱动晶体管的电流值展现出分散，所以即使将相同的电压施加至驱动晶体管的栅极，有机 EL 元件会以不同的亮度发光，这导致屏幕均匀性的损失。

在过去，为了保持有机 EL 元件的发光亮度固定而不受有机 EL 元件的 I-V 特性的老化恶化、或驱动晶体管的阈值电压 V_{th} 的老化恶化的影响，即使这样的老化恶化或改变出现，也为每一像素电路提供抵制有机 EL 元件的特性变化的补偿功能和抵制驱动晶体管的阈值电压 V_{th} 变化的补偿功能。以上描述的配置已在例如日本专利公开 No.2004-361640 中公开。

发明内容

但是，在像素电路中使用多晶硅 TFT 的情况下，除有机 EL 元件的 I-V 特性老化恶化、驱动晶体管的阈值电压 V_{th} 老化恶化、以及像素之中的分散之外，驱动晶体管的载流子的迁移率 μ 在不同的像素之中而不同。

由于驱动晶体管设计为工作在饱和区，所以其作为恒流源。结果，将由下面的表达式 (1) 给出的固定的漏极-源极电流 I_{ds} 从驱动晶体管提供给有机 EL 元件：

$$I_{ds} = (1/2) \cdot \mu(W/L)C_{ox}(V_{gs}-V_{th})^2 \quad (1)$$

其中 V_{th} 是驱动 TFT 的阈值电压, μ 是载流子迁移率, W 是沟道宽度, L 是沟道长度, C_{ox} 是每单元面积的栅电容, 且 V_{gs} 是栅极 - 源极电压。

如从上述表达式 (1) 中明显可见的, 如果迁移率 μ 在不同像素中不同, 则由于流过驱动晶体管的漏极 - 源极电流 I_{ds} 的分散呈现在像素之中, 像素中有机 EL 元件的发光亮度不同。因此, 结果生成的显示屏展现出不均匀的画面质量, 包括斑纹、或者不规则或不均匀的亮度。

因此, 需要提供这样的显示设备和显示设备的驱动方法: 其中, 以低功耗实现抵制像素之中的驱动晶体管的迁移率分散的校正功能, 以获得均匀画面质量的显示图像, 避免斑纹、或亮度的不均匀。

根据本发明的实施例, 提供了包括像素阵列部和依赖性消除部件的显示设备。在像素阵列部件中, 多个像素电路以矩阵形式布置, 该多个像素电路中每一个包括电光元件、驱动晶体管、采样晶体管、以及电容器。所述驱动晶体管被配置为驱动所述电光元件。所述采样晶体管被配置为采样并写入输入信号电压。所述电容器被配置为在显示期中保持所述驱动晶体管的栅极 - 源极电压。依赖性消除部件被配置为在输入信号电压已由所述采样晶体管写入的状态下在所述电光元件发光之前的校正期中, 将所述驱动晶体管的漏极 - 源极电流负反馈至所述驱动晶体管的栅极输入侧, 以消除所述驱动晶体管的漏极 - 源极电流对迁移率的依赖性。在校正期之前, 将校正期的时间设置为与驱动晶体管的栅极 - 源极电压减去阈值电压成反比例。

在显示设备中, 由于将驱动晶体管的漏极 - 源极电流负反馈至驱动晶体管的栅极输入, 所以漏极 - 源极电流的电流值在迁移率不同的像素中是一样的。结果, 实现了对迁移率的校正以抵制分散。可通过调整迁移率的校正时间优化负反馈的反馈量。最佳的迁移率校正时间随输入信号电压增加而减少。换言之, 最佳迁移率校正时间和输入信号电压彼此具有反比例关系。因此, 通过设置与输入信号电压成反比例地的迁移率校正时间, 在从黑电平至白电平的输入信号电压的全体电平范围内, 可以确定地消除驱动晶体管的漏极 - 源极电流对迁移率的依赖性。

利用该显示设备, 由于驱动晶体管的漏极 - 源极电流对迁移率的依赖性可以在从黑电平至白电平的全体电平范围或输入信号电压全体灰度上消除, 所以可获得均匀画面质量的显示图像, 避免由于在不同像素中驱动晶体管迁移率的不同而造成的斑纹或不均衡亮度。

本发明还提供一种用于显示设备的驱动方法，在显示设备中，多个像素电路以矩阵形式布置，所述多个像素电路中每一个包括电光元件、被配置为驱动所述电光元件的驱动晶体管、被配置为采样和写入输入信号电压的采样晶体管、以及被配置为在显示期中保持所述驱动晶体管栅极-源极电压的电容器，所述方法包括如下步骤：

在所述采样晶体管写入输入信号电压的状态下、在所述电光元件发光之前的校正期中，使所述驱动晶体管的漏极-源极电流负反馈至所述驱动晶体管的栅极输入侧，以消除所述驱动晶体管的漏极-源极电流对迁移率的依赖性，在校正期之前，设置校正期的时间，以便校正期的时间与所述驱动晶体管的栅极-源极电压减去其阈值电压成反比例。

附图说明

图 1 是示出应用了本发明实施例的有源矩阵显示设备的配置、以及使用该显示设备中的像素电路的电路图；

图 2 是图示了驱动晶体管的写入信号、驱动信号、第一和第二校正扫描信号、以及栅极电势和源极电位的变化之间的定时关系的定时波形图；

图 3 是图示像素电路的工作的特性图；

图 4 是图示像素电路在迁移率校正期中的状态的电路图；

图 5 是图示在输入信号电压与具有相对高迁移率的像素和另一具有相对低迁移率的像素的漏极 - 源极电流之间关系的图；

图 6 是图示当时间宽度为 $0\mu\text{s}$ 和 $2.5\mu\text{s}$ 时输入信号电压和漏极 - 源极电流的图；

图 7 是示出写入信号的下降沿波形的波形图；

图 8 是示出写入扫描电路的电路配置的例子电路图；

图 9 是示出用于产生电源电位的电路系统的框图；

图 10 是图示在电源电位、扫描脉冲和写入脉冲之间的定时关系的时序图；

图 11 是示出电源电位生成电路的电路配置的例子电路图；

图 12 是图示图 11 所示开关的开/关驱动的时序关系的时序图；

图 13 是示出当使用具有折线 (polygonal line) 下降沿波形的电源电位时写入信号的下降沿波形的波形图；

图 14 是示出像素电路的另一电路配置的电路图；

图 15 是图示了在图 14 的像素电路中使用的写入信号、驱动信号、第一校正扫描信号、以及驱动晶体管的栅极电势和源极电位的变化之间的定时关系的定时波形图；

图 16 是示出像素电路的又一电路配置的电路图；

图 17 是图示了在图 16 的像素电路中使用的写入信号、驱动信号、第一和第二校正扫描信号、以及驱动晶体管的栅极电势和源极电位的变化之间的定时关系的定时波形图；

图 18 是示出了在图 16 的像素电路中使用的第一校正扫描信号的上升沿波形的波形图；

图 19 是图示在图 16 的像素电路中的电源电位、扫描脉冲和第一校正扫描信号之间的定时关系的时序图；

图 20 是示出当在图 16 的像素电路中使用具有折线上升沿波形的电源电位时第一校正扫描信号的上升沿波形的波形图；

图 21 是示出又一像素电路的电路配置的电路图；以及

图 22 是图示了在图 21 的像素电路中使用的写入信号、驱动信号和第一、第二和第三校正扫描信号、以及节点电位、和驱动晶体管的栅极电位的变化之间的定时关系的定时波形图。

具体实施方式

下面将参考图来详细描述本发明的实施例。

图 1 示出应用了本发明实施例的有源矩阵显示设备的配置以及在该显示设备中使用的像素电路。

(像素阵列部件)

参考图 1，根据本发明实施例的有源矩阵型有机 EL 显示设备包括：像素阵列部件 12，其中各自包括作为像素的发光元件的电流驱动型电光元件的多个像素电路 11 以二维矩阵形式布置，例如为有机 EL 元件 31 的该电流驱动型电光元件的发光亮度响应流过其中的电流值而变化。图 1 中，为简化说明，示出了像素电路 11 之一的具体电路配置。

在像素阵列部件 12 中，对像素电路 11 中的每一个，针对每一像素行布线扫描线 13、驱动线 14、以及第一校正扫描线 15 和第二校正扫描线 16 布线为，并针对每一像素列布线数据线或信号线 17 布线。围绕像素阵列部件 12，布置有：用于驱动并扫描扫描线 13 的写入扫描电路 18，用于驱动并扫描驱动线 14 的驱动扫描电路 19，用于分别驱动和扫描第一校正扫描线 15 和第二校正扫描线 16 的第一校正扫描电路 20 和第二校正扫描电路 21，以及用于根据亮度信息将数据信号或图像信号提供至数据线 17 的数据线驱动电路 22。

在如图 1 所示的有源矩阵型有机 EL 显示设备中，相对于像素阵列部件 12 而将写入扫描电路 18 和驱动扫描电路 19 布置在一侧，图 1 中的右侧，并且将第一校正扫描电路 20 和第二校正扫描电路 21 布置在相对侧。然而，所提到的元件不是严格地按照描述的排列关系布置的，而是可以以不同的方案

布置。写入扫描电路 18、驱动扫描电路 19、以及第一校正扫描电路 20 和第二校正扫描电路 21 合适地输出写入信号 WS、驱动信号 DS、以及第一校正扫描信号 AZ1 和第二校正扫描信号 AZ2，以分别驱动并扫描上述扫描线 13、驱动线 14、以及第一校正扫描线 15 和第二校正扫描线 16。

像素阵列部件 12 通常形成在诸如玻璃基板的透明绝缘基板上，并具有平面或平坦型面板结构。像素阵列部件 12 的每一像素电路 11 可利用非晶硅 TFT（薄膜晶体管）或低温多晶硅 TFT 来形成。在下面描述的本实施例中，像素电路 11 是利用低温多晶硅 TFT 而形成的。在利用低温多晶硅 TFT 的情形下，写入扫描电路 18、驱动扫描电路 19、第一校正扫描电路 20 和第二校正扫描电路 21、以及数据线驱动电路 22 也可以整体地形成在形成像素电路 11 的面板上。

（像素电路）

除了有机 EL 元件 31 之外，像素电路 11 还具有包括如下器件作为其器件的电路配置：驱动晶体管 32、采样晶体管 33、开关晶体管 34 至 36、和电容器（像素电容/保持电容）37。

在像素电路 11 中，N 沟道 TFT 用于驱动晶体管 32、采样晶体管 33、和开关晶体管 35 和 36，而 P 沟道 TFT 用于开关晶体管 34。然而，驱动晶体管 32、采样晶体管 33 和开关晶体管 34 至 36 的传导类型的组合仅是一例子，且该选择不是用于限定性的。

有机 EL 元件 31 在其阴极电极处连接至在图 1 所示的排列中是地电位 GND 的第一电源电位 VSS。提供驱动晶体管 32 来利用电流驱动有机 EL 元件 31，并在其源极处连接至有机 EL 元件 31 的阳极电极以形成源极跟随电路。采样晶体管 33 的源极连接至数据线 17，其漏极连接至驱动晶体管 32 的栅极，并且其栅极连接至扫描线 13。

开关晶体管 34 的源极连接至在图 1 所示的排列中为正电源电位的第二电源电位 VDD，其漏极连接至驱动晶体管 32 的漏极，并且其栅极连接至驱动线 14。开关晶体管 35 的漏极连接至第三电源电位 Vofs，其源极连接至采样晶体管 33 的漏极和驱动晶体管 32 的栅极，并且其栅极连接至第一校正扫描线 15。

开关晶体管 36 的漏极连接至位于驱动晶体管 32 的源极和有机 EL 元件 31 的阳极电极之间的节点 N11，其源极连接至在图 1 所示的排列中为负电源

电位的第四电源电位 V_{ini} ，并且其栅极连接至第二校正扫描线 16。电容器 37 的一端连接至位于驱动晶体管 32 的栅极和采样晶体管 33 的漏极之间的节点 N12，并且其另一端连接至位于驱动晶体管 32 的源极和有机 EL 元件 31 的阳极电极之间的节点 N11。

在上述元件以上述连接方案连接的像素电路 11 中，这些元件以下述方式工作。具体地，当采样晶体管 33 置于传导状态时，其对通过数据线 17 供应到其中的输入信号电压 V_{sig} ($=V_{ofs}+V_{data}; V_{data}>0$) 进行采样。采样得到的输入信号电压 V_{sig} 保持在电容器 37 中。当开关晶体管 34 处于传导状态时，其将电流从第二电源电位 VDD 供应给驱动晶体管 32。

当开关晶体管 34 处于传导状态时，驱动晶体管 32 将基于保持在电容器 37 中的输入信号电压 V_{sig} 的值的电流供应给有机 EL 元件 31 以驱动有机 EL 元件 31 (电流驱动)。当开关晶体管 35 和 36 适当地置于传导状态时，它们在有机 EL 元件 31 的电流驱动之前检测驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} ，并将检测到的阈值电压 V_{th32} 保持在电容器 37 中以消除阈值电压 V_{th32} 的影响。电容器 37 在显示期中保持驱动晶体管 32 的栅极 - 源极电位。

在像素电路 11 中，第四电源电位 V_{ini} 被设置为低于从第三电源电位 V_{ofs} 减去驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 的电位差，作为确保正常工作的条件。具体地，第四电源电位 V_{ini} 、第三电源电位 V_{ofs} 和阈值电压 V_{th32} 具有这样的电平关系： $V_{ini}<V_{ofs}-V_{th32}$ 。此外，有机 EL 元件 31 的阴极电位 V_{cat} (其在图 1 所示的排列中为地电位 GND) 与有机 EL 元件 31 的阈值电压 V_{thel} 之和的电平被设置为高于从第三电源电位 V_{ofs} 减去驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 的差的电平。换言之，阴极电压 V_{cat} 、阈值电压 V_{thel} 、第三电源电位 V_{ofs} 、以及阈值电压 V_{th32} 之间具有如下的电平关系： $V_{cat}+V_{thel}>V_{ofs}-V_{th32}$ ($>V_{ini}$)。

应当注意，由于上述像素电路 11 不具有写入信号 WS 和第一校正扫描信号 AZ1 同时展现“H”电平的时间段，所以可能通常使用开关晶体管 35 作为采样晶体管 33，并通常使用第三电源电位 V_{ofs} 的电源线作为数据线 17 (信号线)。在这种情况下，可在第一校正扫描信号 AZ1 具有“H”电平的时间段中从数据线 17 提供第三电源电位 V_{ofs} ，而在写入信号 WS 具有“H”电平的另一时间段中从数据线 17 提供输入信号电压 V_{sig} 。

[电路工作]

现在,参考图2描述有源矩阵型有机EL显示设备的电路工作,在该显示设备中具有上述配置的多个像素电路11两维地布置。在图2的定时波形图中,从时间 t_1 至时间 t_9 的时间段被定义为一个场时间段。在这一个场时间段中对像素阵列部件12的像素行连续扫描一次。

图2图示了通过扫描线13而从写入扫描电路18提供给某第 i 行的像素电路11的写入信号WS、与通过驱动线14而从驱动扫描电路19提供给像素电路11的驱动信号DS之间的定时关系。图2还图示了通过第一校正扫描线15和第二校正扫描线16而从第一校正扫描电路20和第二校正扫描电路21提供给像素电路11的第一校正扫描信号AZ1和第二校正扫描信号AZ2、与驱动晶体管32的栅极电位 V_g 和源极电位 V_s 的变化之间的定时关系。

由于采样晶体管33和开关晶体管35和36都是N沟道类型,则写入信号WS以及第一校正扫描信号AZ1和第二校正扫描信号AZ2展现高电平(在本实施例中,电源电位VDD;此后称为“H”电平)的状态称为活动状态。另一方面,写入信号WS以及第一校正扫描信号AZ1和第二校正扫描信号AZ2展现为低电平(在本发明中,电源电位VSS(地电位);此后称为“L”电平)的状态称为待用状态。而且,由于开关晶体管34是P沟道类型,所以驱动信号DS展现“L”电平的状态称为活动状态,而驱动信号DS展现“H”电平的状态称为待用状态。

(发光期)

首先,在普通的发光期内(t_7 到 t_8),从写入扫描电路18输出的所有的写入信号WS、从驱动扫描电路19输出的驱动信号DS、以及分别从第一校正扫描电路20和第二校正扫描电路21输出的第一校正扫描信号AZ1和第二校正扫描信号AZ2展现为“L”电平。因此,采样晶体管33和开关晶体管35和36处于非传导(截止)状态,而开关晶体管34处于传导(导通)状态。

这时,由于其驱动晶体管32被设计为在饱和区工作,所起其作为恒流源。结果,通过开关晶体管34而将如此前由表达式(1)定义的固定漏极-源极电流 I_{ds} 从驱动晶体管32提供给有机EL元件31。然后,当驱动信号DS的电平在时间 t_8 从“L”电平变为“H”电平时,开关晶体管34置于非传导状态,并中断从第二电源电位VDD到驱动晶体管32的电流供应。因此,有机EL元件31停止发光,并进入非发光期。

(阈值校正准备期)

当从第一校正扫描电路 20 和第二校正扫描电路 21 中分别输出的第一校正扫描信号 AZ1 和第二校正扫描信号 AZ2 的状态在时间 t_1 (t_9) 从“L”状态改变为“H”电平, 同时开关晶体管 34 处于非传导状态时, 开关晶体管 35 和 36 置于非传导状态。因此, 进入用于校正驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} (在下文中描述为消除阈值电压 V_{th32} 的分散) 的阈值校正准备期。

开关晶体管 35 和 36 中的任意一个可以首先进入传导状态。在开关晶体管 35 和 36 置于传导状态之后, 通过开关晶体管 35 将第三电源电位 V_{ofs} 施加至驱动晶体管 32 的栅极, 同时通过开关晶体管 36 将第四电源电位 V_{ini} 施加至驱动晶体管 32 的源极和有机 EL 元件 31 的阳极电极。

此时, 由于满足如前所述的电平关系 $V_{ini} < V_{cat} + V_{thel}$, 所以有机 EL 元件 31 置于反向偏置状态。因此, 没有电流流过有机 EL 元件 31, 且有机 EL 元件 31 处于不发光状态。而且, 驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs} 具有大小为 $V_{ofs} - V_{ini}$ 的值。这里, 如前所述, 满足电平关系 $V_{ofs} - V_{ini} > V_{th32}$ 。

当从第二校正扫描电路 21 中输出的第二校正扫描信号 AZ2 的电平在时间 t_2 从“H”电平改变为“L”电平时, 开关晶体管 36 置于非传导状态, 且阈值校正准备期随之结束。

(阈值校正期)

其后, 从驱动扫描电路 19 输出的驱动信号 DS 的电平在时间 t_3 从“H”电平改变为“L”电平, 以将开关晶体管 34 置于传导状态。当开关晶体管 34 处于传导状态时, 电流沿如下路径流动: 电源电位 V_{DD} → 开关晶体管 34 → 节点 N11 → 电容器 37 → 节点 N12 → 开关晶体管 35 → 电源电位 V_{ofs} 。

此时, 驱动晶体管 32 的栅极电位 V_g 保持在电源电位 V_{ofs} , 且电流继续沿上述的路径流动直到驱动晶体管 32 截止 (从传导状态进入非传导状态) 之后。此时, 节点 N11 的电位, 即驱动晶体管 32 的源极电位 V_s , 如图 3 所示随时间流逝而从第四电源电位 V_{ini} 逐渐上升。

然后, 当经过固定间隔的时间过去、且节点 N11 和节点 N12 之间的电位差 (即驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs}) 变得等于阈值电压 V_{th32} 时, 驱动晶体管 32 截止。通过电容器 37 将节点 N11 和节点 N12 之间的阈值电压 V_{th32} 保持为用于阈值校正的电位。此时, 满足条件 $V_{el} = V_{ofs} - V_{th32} < V_{cat} + V_{thel}$ 。

其后,在时间 t_4 ,从驱动扫描电路 19 输出的驱动信号 DS 的电平从“L”电平变为“H”电平,且从第一校正扫描电路 20 输出的第一校正扫描信号 AZ1 的电平从“H”电平变为“L”电平。结果,开关晶体管 34 和 35 置于非传导状态。从时间 t_3 至时间 t_4 的时间段是其中检测驱动晶体管 32 的阈值电压值 V_{th32} 的时间段。此后将从时间 t_3 至时间 t_4 的检测期称为阈值校正期。

当开关晶体管 34 和 35 在时间 t_4 置于非传导状态时,阈值校正期结束。此时,开关晶体管 34 比开关晶体管 35 更早置于非传导状态。因此,可以抑制驱动晶体管 32 的栅极电位 V_g 的变化。

(写入期)

其后,从写入扫描电路 18 输出的写入信号 WS 的电平在时间 t_5 从“L”电平改变为“H”电平。因此,采样晶体管 33 置于传导状态,且启动输入信号电压 V_{sig} 的写入期。在写入期中,输入信号电压 V_{sig} 由采样晶体管 33 采样并写入电容器 37 中。

有机 EL 元件 31 具有电容分量。这里,驱动晶体管 32 的电容分量用 C_{oled} 表示,电容器 37 的电容分量用 C_s 表示,且驱动晶体管 32 的寄生电容用 C_p 表示,驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs} 由下面的表达式 (2) 确定:

$$V_{gs} = \{C_{oled} / (C_{oled} + C_s + C_p)\} \cdot (V_{sig} - V_{ofs}) + V_{th32} \quad (2)$$

通常,与电容器 37 的电容值 C_s 和驱动晶体管 32 的寄生电容值 C_p 比较,有机 EL 元件 31 的电容分量的电容值 C_{oled} 很大。因此,驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs} 实质上等于 $(V_{sig} - V_{ofs}) + V_{th}$ 。而且,由于与有机 EL 元件 31 的电容分量的电容值 C_{oled} 比较电容器 37 的电容值 C_s 足够低,所以大部分输入信号电压 V_{sig} 被写入到电容器 37。更准确地,输入信号电压 V_{sig} 和驱动晶体管 32 的源极电位 V_s 之间的差值 $V_{sig} - V_{ofs}$ (即,电源电位 V_{ofs}) 作为有效的输入信号电压 V_{data} 写入。

有效的输入信号电压 V_{data} ($=V_{sig} - V_{ofs}$) 由电容器 37 以这样的形式保持,即其与电容器 37 所保持的阈值电压 V_{th32} 相加。换言之,电容器 37 的保持电压,即驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs} ,是 $V_{sig} - V_{ofs} + V_{th32}$ 。如果为简化下面的描述而假设第三电源电位 V_{ofs} 是 $V_{ofs} = 0V$,那么栅极-源极电压 V_{gs} 是 $V_{sig} + V_{th32}$ 。在这种情况下,通过预先在电容器 37 中保持阈值电压 V_{th32} ,对阈值电压 V_{th32} 的分散或老化恶化的校正可以如下文所述

那样得到执行。

具体地，在电容器 37 中预先保持阈值电压 V_{th32} 的情况下，当利用输入信号电压 V_{sig} 对驱动晶体管 32 进行驱动时，驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 通过保持在电容器 37 中的阈值电压 V_{th32} 而得以消除。换言之，由于执行了阈值电压 V_{th32} 的校正，所以即使阈值电压 V_{th32} 遭受分散或老化恶化，有机 EL 元件 31 的发光亮度也可以保持固定而不受到这样的分散或老化恶化的影响。

（迁移率校正期）

当从驱动扫描电路 19 输出的驱动信号 DS 的电平从“H”电平改变为“L”电平以将开关晶体管 34 置于传导状态，同时写入信号 WS 处于“H”电平状态时，数据写入期结束，并进入迁移率校正期，在该迁移率校正期中将执行对驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散的校正。在迁移率校正期中，写入信号 WS 的活动期（“H”电平时间段）和驱动信号 DS 的活动期（“L”电平时间段）彼此叠加。

由于开关晶体管 34 置于传导状态以启动从电源电位 VDD 到驱动晶体管 32 的电流供应，从而像素电路 11 从不发光期进入发光期。在采样晶体管 33 以这个方式仍保持传导状态的时间段中，即，在采样期的拖尾部分和发光期的前导部分彼此重叠的、从时间 t_6 至时间 t_7 的时间段内，执行用于消除驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率的依赖性的迁移率校正。

应该注意，在其中执行迁移率校正的发光期的时间 t_6 至 t_7 的顶部，在驱动晶体管 32 栅极电位 V_g 固定到输入信号电压 V_{sig} 的状态下，漏极 - 源极电流 I_{ds} 流过驱动晶体管 32。这里，由于利用了 $V_{ofs} - V_{th32} < V_{thel}$ 的设置，有机 EL 元件 31 置于反向偏置状态，因此，即使像素电路 11 进入发光期，有机 EL 元件 31 也不发光。

在迁移率校正期 t_6 至 t_7 中，由于有机 EL 元件 31 处于反向偏置状态，有机 EL 元件 31 不展现二极管特性而展现为简单的电容性特性。因此，流过驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 被写入由电容器 37 的电容值 C_s 和有机 EL 元件 31 的电容分量的电容值 C_{oled} 构成的组合电容 $C(=C_s + C_{oled})$ 中。作为写入的结果，驱动晶体管 32 的源极电位 V_s 上升。在图 2 的时序图中，源极电位 V_s 的增量用 ΔV 表示。

之后，源极电位 V_s 的增量 ΔV 起作用以便从保持在电容器 37 中的驱动

晶体管 32 的栅极 - 源极电压 V_{gs} 中减去, 即, 用以对电容器 37 的积累电荷进行放电, 并因此, 这等同于应用负反馈。换言之, 源极电位 V_s 的增量 ΔV 是负反馈的反馈量。在这种情况下, 栅极 - 源极电压 V_{gs} 给出为 $V_{sig} - \Delta V + V_{th32}$ 。在将流过驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 作为栅极输入施加上到驱动晶体管 32 的情况下, 即, 将负反馈施加到栅极 - 源极电压 V_{gs} 的情况下, 可校正驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散。

(发光期)

其后, 当在时间 t_7 从写入扫描电路 18 输出的写入信号 WS 的电平变为“L”电平、且采样晶体管 33 置于非传导状态时, 迁移率校正期结束, 而发光期开始。结果, 驱动晶体管 32 的栅极与数据线 17 断开, 用以消除对输入信号电压 V_{sig} 的应用, 并因此, 允许驱动晶体管 32 的栅极电位 V_g 上升, 并此后与源极电位 V_s 一起上升。同时, 保持在电容器 37 中的栅极 - 源极电压 V_{gs} 持续值 $V_{sig} - \Delta V + V_{th32}$ 。

然后, 当驱动晶体管 32 的源极电位 V_s 上升时, 有机 EL 元件 31 的反向偏置状态迅速消除, 并因而, 来自驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 流入有机 EL 元件 31, 以使有机 EL 元件 31 实际上开始发光。

通过将 $V_{sig} - \Delta V + V_{th32}$ 代入之前给出的表达式 (1) 中的 V_{gs} , 给出漏极 - 源极电流 I_{ds} 和栅极 - 源极电压 V_{gs} 之间在此情况下的关系, 得到如下的表达式 (3):

$$I_{ds} = k\mu(V_{gs} - V_{th32})^2 = k\mu(V_{sig} - \Delta V)^2 \quad (3)$$

其中, $k = (1/2)(W/L)C_{ox}$ 。

从上述表达式 (3) 明显可见, 其中消除了驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 的项, 且从驱动晶体管 32 向有机 EL 元件 31 供应的漏极 - 源极电流 I_{ds} 不取决于驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 。基本上, 漏极 - 源极电流 I_{ds} 取决于输入信号电压 V_{sig} 。换言之, 有机 EL 元件 31 发光的亮度取决于输入信号电压 V_{sig} , 而不受驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 的分散或老化恶化的影响。

此外, 从上面给出的表达式 (3) 明显可见, 利用漏极 - 源极电流 I_{ds} 到驱动晶体管 32 的栅极输入的负反馈而将输入信号电压 V_{sig} 校正反馈量 ΔV 。反馈量 ΔV 起到消除位于表达式 (3) 的系数部分的迁移率 μ 的影响的作用。因此, 漏极 - 源极电流 I_{ds} 实质上仅取决于输入信号电压 V_{sig} 。换言

之，有机 EL 元件 31 发光的亮度取决于输入信号电压 V_{sig} ，而不仅不受驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 的影响，而且不受驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散或老化恶化的影响。因此，获得没有斑纹或不均衡亮度的均匀画面质量。

最后，从驱动扫描电路 19 输出的驱动信号 DS 的电平从“L”电平变为“H”电平以将开关晶体管 34 置于非传导状态。因此，从第二电源电位 VDD 到驱动晶体管 32 的电流供应中断，从而结束发光期。其后，在时间 t_9 (t_1) 启动对下一个场的处理，以重复进行阈值校正、迁移率校正和发光操作的系列操作。

这里，在一些其它有源矩阵型的显示设备中，其中各自包括作为电流驱动型电光元件的有机 EL 元件 31 的像素电路 11 以矩阵形式布置，如果有有机 EL 元件 31 的发光期变长，则有机 EL 元件 31 的 I-V 特性会变化。因此，位于有机 EL 元件 31 的阳极电极和驱动晶体管 32 的源极之间的节点 N11 的电位也变化。

另一方面，在根据该实施例的有源矩阵型显示设备中，由于驱动晶体管 32 的栅极-源极电压 V_{gs} 持续在固定值，所以流过有机 EL 元件 31 的电流不变。因此，即使有机 EL 元件 31 的 I-V 特性变恶化，固定的漏极-源极电流 I_{ds} 继续流过有机 EL 元件 31，并因而，有机 EL 元件 31 的发光亮度不变化（对有机 EL 元件 31 的特性变化的补偿功能）。

此外，由于在写入输入信号电压 V_{sig} 之前，驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 预先保持在电容器 37 中，所以消除（校正）驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} ，以便可以将不受阈值电压 V_{th} 的分散或老化恶化影响的固定漏极-源极电流 I_{ds} 供应给有机 EL 元件 31。因此，可以获得高画面质量的显示图像（对驱动晶体管 32 的阈值电压值变化的补偿功能）。

此外，在迁移率校正期 t_6 至 t_7 中，将漏极-源极电流 I_{ds} 负反馈至驱动晶体管 32 的栅极输入，以用反馈量 ΔV 校正输入信号电压 V_{sig} 。因此，可消除驱动晶体管 32 的漏极-源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性，并将仅取决于输入信号电压 V_{sig} 的漏极-源极电流 I_{ds} 供应给有机 EL 元件 31。因此，可获得不受斑纹或不均衡亮度影响的均匀画面质量的显示图像，其中这些斑纹或不均衡亮度由驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散或老化恶化引起（对驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的补偿功能）。

[迁移率校正]

这里，对驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的补偿功能进行研究。可通过调整迁移率校正期 t_6 至 t_7 的时间宽度 t ，来使漏极 - 源极电流 I_{ds} 向驱动晶体管 32 的栅极输入的负反馈中的反馈量 ΔV 最佳化。

图 4 图示像素电路 11 在迁移率校正期 t_6 至 t_7 中的状态。在图 4 中，为简化说明，使用开关符号示出采样晶体管 33 和开关晶体管 34 至 36。

参考图 4，在迁移率校正期 t_6 至 t_7 中，采样晶体管 33 和开关晶体管 34 处于传导状态（写入信号 WS 和驱动信号 DS 处于活动状态）。其间，开关晶体管 35 和 36 处于非传导状态（第一校正扫描信号 $AZ1$ 和第二校正扫描信号 $AZ2$ 处于待用状态），且驱动晶体管 32 的栅极电位 V_g 固定为输入信号电压 V_{sig} 。在此状态下，漏极 - 源极电流 I_{ds} 流过驱动晶体管 32。

这里，在如上所述施加 $V_{ofs} - V_{th32} < V_{thel}$ 的设置的情况下，有机 EL 元件 31 置于反向偏置状态并因此不表现出二极管特性而表现为简单的电容性特性。因此，流过驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 流入电容器 37 和有机 EL 元件 31 的等价电容所构成的组合电容 $C(=C_s + C_{oled})$ 中。换言之，部分漏极 - 源极电流 I_{ds} 负反馈至电容器 37 中，并因而执行对驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的校正。

图 5 图示了表达式 (3) 的图，表达式 (3) 是漏极 - 源极电流 I_{ds} 和栅极 - 源极电压 V_{gs} 之间的关系表达式。纵坐标轴代表漏极 - 源极电流 I_{ds} ，而横坐标轴代表输入信号电压 V_{sig} 。

图 5 所示的图代表其驱动晶体管 32 具有相对高迁移率 μ 的像素 1 和其驱动晶体管 32 具有相对低迁移率 μ 的另一像素 2 之间比较的特性曲线。在每一驱动晶体管 32 由多晶硅薄膜晶体管等形成的情况下，难以避免在不同像素如像素 1 和像素 2 之间的迁移率 μ 分散。

例如，如果在迁移率 μ 在像素 1 和像素 2 之间分散的状态中将相等电平的图像信号 V_{sig} 单独写入像素 1 和像素 2 中，如果不执行迁移率校正，则在流入具有高迁移率 μ 的像素 1 中的漏极 - 源极电流 I_{ds1} 和流入具有低迁移率 μ 的像素 2 中的漏极 - 源极电流 I_{ds2} 之间产生很大差别。如果以这个方式由于迁移率 μ 的分散而在不同像素的漏极 - 源极电流 I_{ds} 中产生很大的差别，则其将损害屏幕的均匀性。

因此，根据本发明的实施例，可通过将驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电

流 I_{ds} 负反馈至输入信号电压 V_{sig} 侧，而实现消除（相反地补偿）像素中驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散的补偿功能。如从前述的表达式（1）给出的晶体管特性表达式明显可见的一样，随着迁移率 μ 增加，漏极 - 源极电流 I_{ds} 增加。因此，负反馈中的反馈量 ΔV 随着迁移率 μ 增加而增加。

如图 5 中所见，在具有高迁移率 μ 的像素 1 中的反馈量 ΔV_1 大于在具有低迁移率 μ 的像素 2 中的反馈量 ΔV_2 。因此，由于负反馈量 ΔV 随着迁移率 μ 增加而增加，可抑制迁移率 μ 的分散。更具体地，如果将反馈量 ΔV_1 的校正施加至具有高迁移率 μ 的像素 1 中，则漏极 - 源极电流 I_{ds} 大幅度地从 I_{ds1}' 减小到 I_{ds1} 。

另一方面，由于作为在具有低迁移率 μ 的像素 2 中的反馈量 ΔV_2 的校正量小，所以漏极 - 源极电流 I_{ds} 从 I_{ds2}' 减小到 I_{ds2} ，且不会大幅度降低。结果，像素 1 中的漏极 - 源极电流 I_{ds1} 和像素 2 中的漏极 - 源极电流 I_{ds2} 变得彼此实质上相等，并因此消除了迁移率的分散。由于抵制迁移率 μ 分散的校正是在输入信号电压 V_{sig} 从黑电平至白电平的整个电平范围内执行的，所以显示屏的均匀性明显得以增强。

总而言之，在像素 1 和另一像素 2 彼此具有不同的迁移率 μ 的情况下，在具有高迁移率的像素 1 中的反馈量 ΔV_1 比在具有低迁移率 μ 的像素 2 中的反馈量 ΔV_2 小。换言之，具有较高迁移率 μ 的像素包含更大的反馈量 ΔV ，并展现出更大的漏极 - 源极电流 I_{ds} 减少量。这样，通过将驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 负反馈至输入信号电压 V_{sig} 侧，漏极 - 源极电流 I_{ds} 的电流值在迁移率 μ 不同的像素中得到统一，结果，可校正迁移率 μ 以抵制其分散。

这里，执行上述对迁移率校正的数值分析。如果在采样晶体管 33 和开关晶体管 34 处于如图 4 的传导状态的情况下假设使用驱动晶体管 32 的源极电位 V_s 作为变量 V 执行分析，则由下面的表达式（4）给出的漏极 - 源极电流 I_{ds} 流过驱动晶体管 32：

$$\begin{aligned} I_{ds} &= k\mu(V_{gs} - V_{th32})^2 \\ &= k\mu(V_{sig} - V - V_{th32})^2 \end{aligned} \quad (4)$$

同时，根据漏极 - 源极电流 I_{ds} 和电容 $C (=C_s + C_{oled})$ 之间的关系，如从表达式（5）中认识到的满足 $I_{ds} = dQ/dt = CdV/dt$ 。应当注意，在表达式（5）中， V_{th32} 表示为 V_{th} 。

根据

$$\begin{aligned}
 I_{ds} &= \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt}, \quad \int \frac{1}{C} dt = \int \frac{1}{I_{ds}} dV \quad \dots\dots (5) \\
 \Leftrightarrow \int \frac{1}{C} dt &= \int_{-V_{th}}^V \frac{1}{k\mu(V_{sig} - V_{th} - V)^2} dV \\
 \Leftrightarrow \frac{k\mu}{C} t &= \left[\frac{1}{V_{sig} - V_{th} - V} \right]_{-V_{th}}^V = \frac{1}{V_{sig} - V_{th} - V} - \frac{1}{V_{sig}} \\
 \Leftrightarrow V_{sig} - V_{th} - V &= \frac{1}{\frac{1}{V_{sig}} + \frac{k\mu}{C} t} = \frac{V_{sig}}{1 + V_{sig} \frac{k\mu}{C} t}
 \end{aligned}$$

将表达式 (4) 替换到表达式 (5) 中, 并对两边积分。这里, 假设源极电压 V(Vs) 的初始状态是 -Vth32, 且迁移率校正期 t6 至 t7 的时间宽度由 t 代表 (下文中称为“迁移率校正时间 t”)。通过求解微分方程, 关于迁移率校正时间 t 的漏极 - 源极电流 Ids 由下面的表达式 (6) 给出。在表达式 (6) 中也将 Vth32 表示为 Vth。

$$I_{ds} = k\mu \left(\frac{V_{sig}}{1 + V_{sig} \frac{k\mu}{C} t} \right)^2 \quad \dots\dots (6)$$

在上面的表达式 (5) 中, 当 t = 0μs 和 t = 2.5μs 时, 输入信号电压 Vsig 和迁移率 μ 不同的像素的漏极 - 源极电流 Ids 之间的关系在图 6 中给出说明。从图 6 中明显可见, 当与没有将校正施加至迁移率的 t = 0μs 时的迁移率 μ 相比, t = 2.5μs 时迁移率 μ 得到了充分抵制分散的校正。在没有将校正施加至迁移率时, 包括的迁移率 μ 的分散达到 40%, 通过施加迁移率校正, 迁移率 μ 的分散被抑制到 10% 或更少。

在迁移率校正操作中, 通常需要满足 V(Vs) < Vthel 的关系。在根据本实施例的像素电路 11 中, 电容值 Cs (电容器 37) 和有机 EL 元件 31 的电容值 Coled 对迁移率校正起作用。由于有机 EL 元件 31 的电容值 Coled 高于电容值 Cs, 而且组合电容 C 具有高的值, 因而, 可以提供迁移率校正时间 t 的余量 (margin)。

这里, 对最佳迁移率校正时间 t 进行研究。首先, 通过使用包括迁移率 μ 的系数 β (= μ · (W/L) · Cox) 代替系数 k 来变形使用系数 k (= (1/2) · (W/L) · Cox) 的表达式 (6), 而获得下面的表达式 (7):

$$I_{ds} = (\beta/2) \cdot \left\{ (1/V_{sig}) \cdot (\beta/2) \cdot (t/C) \right\}^{-2} \quad (7)$$

其中 C 是执行迁移率校正时被放电的节点的电容。在本电路中, 组合电容 C

为 $C=C_s+C_{oled}$ 。然而,取决于电路的设置,组合电容 C 不局限于 $C=C_s+C_{oled}$ 。

最佳条件是漏极 - 源极电流 I_{ds} 相对于迁移率 μ 的分散变化最小的点,即,位于 $dI_{ds}/d\mu=0$ 的点。如果根据该条件求解表达式 (7),则在 β 的平均值由 β_0 代替的情况下,最佳校正时间 t_0 由下式给出:

$$t_0(\beta=0)=C/(\beta \cdot V_{sig}) \quad (8)$$

从表达式 (8),可认识到,随着输入信号电压 $V_{sig}(=V_{data})$ 增加,最佳迁移率校正时间 t 减少。具体地,可认识到,最佳迁移率校正时间 t 和输入信号电压 V_{sig} 相互具有反比关系。换言之,如果迁移率校正时间 t 被设置为与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加,则驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性将消除。

通过把表达式 (8) 代入表达式 (7),得到:

$$I_{ds}(t=t_0, \beta=\beta_0)=\beta_0 \cdot (V_{sig}/2)^2 \quad (9)$$

换言之,可认识到,使驱动晶体管 32 的栅极和源极之间的电压,即跨越电容器 37 的电压 $V_{gs}-V_{th32}$ 从输入信号电压 V_{sig} 放电到 $V_{sig}/2$ 是最佳的。

此外,如果任意系数 β (对于任意迁移率 μ 的系数 β) 相对于平均值 β_0 的误差值 $r=(\beta-\beta_0)/\beta_0$ 用于定义系数 β 为:

$$\beta=\beta_0 \cdot (1+r) \quad (10)$$

则在迁移率校正时间 t 内,对任意系数 β 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 通过下式给出:

$$I_{ds}(t=t_0, \beta=\beta_0)=\beta_0 \cdot \{(1+r)/2\} \cdot \{V_{sig}/(2+r)\} \quad (11)$$

现在,对 β 和 β_0 时的分散进行评价。具体地,

$$\begin{aligned} I_{ds}(t=t, \beta=\beta_0)/I_{ds}(t=t_0, \beta=\beta_0) \\ &= (1+r)/\{1+(r/2)\}^2 \\ &= (1+r)/\{1+r+(r^2/4)\} \end{aligned} \quad (12)$$

这样,如果 r^2 足够小,则迁移率 $\mu (\propto \beta)$ 可得以完全校正。

从上述对迁移率校正的数值分析明显可见,通过设置迁移率校正时间 t 以便与输入信号电压 V_{sig} 成反比增加,可以消除驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性。换言之,可以校正不同像素中迁移率 μ 的分散。

应该注意,在由表达式 (8) 表示的最佳迁移率校正时间 t 是 t_0 的情形下,当 $\beta=\beta_0$ 时,迁移率校正时间 t 分散的影响通过下面的表达式表示:

$$I_{ds}(t, \beta=\beta_0)/I_{ds}(t_0, \beta=\beta_0)=(2/(1+t/t_0))^2 \quad (13)$$

这里，如果假设允许有大约 10% 的分散，作为不会在视觉观察中产生不适之感的分散，例如作为漏极 - 源极电流 I_{ds} 的分散，则通过近似地处理上述的表达式 (13)，得到

$$I_{ds} \propto t/t_0 \quad (14)$$

换言之，为了使漏极 - 源极电流 I_{ds} 的分散和迁移率校正时间 t 彼此具有比例关系，允许迁移率校正时间 t 的分散上至近似为 10%。

从图 2 的时序图中明显可见，由于在迁移率校正时间 t (t_6 至 t_7) 中采样晶体管 33 和开关晶体管 34 二者处于传导状态，则迁移率校正时间 t 取决于采样晶体管 33 的状态从传导状态改变至非传导状态变化的定时。然后，当采样晶体管 33 的栅极和数据线 17 间的电位差，即采样晶体管 33 的栅极 - 源极电压变为等于其阈值电压 V_{th33} 时，采样晶体管 33 截止，即从传导状态进入非传导状态。

因此，在本实施例中，如图 7 所示，产生了从写入扫描电路 18 通过扫描线 13 而施加至采样晶体管 33 的栅极的写入信号 WS ，从而当其电平从“H”电平改变至“L”电平时，写入信号 WS 的下降沿波形（在采样晶体管 33 是 P 沟道类型时为上升沿波形）可与有效输入信号电压 V_{data} ($=V_{sig} - V_{ofs}$) 展现出反比例关系。

通过设置写入信号 WS 的下降沿波形使得与输入信号电压 V_{sig} 成反比例关系增加，当采样晶体管 33 的栅极 - 源极电压变为等于阈值电压 V_{th33} 时，采样晶体管 33 截止。因此，可设置迁移率校正时间 t 以使其与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加。

更具体地，从图 7 的波形图中明显可见，当将与白电平对应的输入信号电压 V_{sig} (白) 输入到采样晶体管 33 时，将迁移率校正时间 t (白) 设为最短，使得当采样晶体管 33 的栅极 - 源极电压变得等于 V_{sig} (白) + V_{th33} 时，采样晶体管 33 可截止。然而，当将与灰电平对应的输入信号电压 V_{sig} (灰) 输入到采样晶体管 33 时，将迁移率校正时间 t (灰) 设为比迁移率校正时间 t (白) 更长，使得所述栅极 - 源极电压变得等于 V_{sig} (灰) + V_{th33} 时，采样晶体管 33 截止。

通过以这个方式设置迁移率校正时间 t 以使其与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加，可设置输入信号电压 V_{sig} 的最佳迁移率校正时间 t 。因此，在输

入信号电压 V_{sig} 的从黑电平至白电平的全体电平范围（所有灰度等级）内，可以以更高确定度消除驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性。换言之，可以以更高确定度校正迁移率 μ 以抵制其在不同像素中的分散。

[写入扫描电路]

现在，描述写入扫描电路 18 的具体示例，该写入扫描电路 18 用于产生具有在其下降沿与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加的波形的写入信号 WS 。

图 8 示出了写入扫描电路 18 的电路配置的示例。具体地，图 8 示出了与像素阵列部件 12 的第 i 行对应的移位级 (i) 的电路配置。然而，其他的移位级也具有相同的电路配置。

参考图 8，写入扫描电路 18 的移位级 (i) 包括：具有逻辑电路的移位寄存器 181 (i)；以及例如两级缓冲器 182 (i) 和 183 (i)。182 (i) 和 183 (i) 中的每一个包括连接在正侧电源电位 $VDDV_x$ 和负侧电源电位 $VSSV_x$ 之间的 CMOS 反相器。

负侧电源电位 $VSSV_x$ 是第一电源电位 VSS 。如图 9 所示， $VDDV_x$ 产生电路 40 基于第二电源电位 VDD 产生正侧电源电位 $VDDV_x$ 。参考图 10，在从第 i 移位寄存器 181 (i) 输出的脉冲波形的扫描脉冲 $A(i)$ 的端部， $VDDV_x$ 产生电路 40 基于第二电源电位 VDD 产生模拟波形（参考图 7）的电源电位 $VDDV_x$ ，该波形与输入信号电压 V_{sig} 成反比例下降。

由于将这样的在扫描脉冲 $A(i)$ 的端部与输入信号电压 V_{sig} 成反比例下降的模拟波形的电源电位 $VDDV_x$ 作为正侧电源电位提供给缓冲器 182 (i) 和 183 (i)，且从移位寄存器 181 (i) 输出的扫描脉冲 $A(i)$ 以这种方式作为写入信号 $WS(i)$ 通过缓冲器 182 (i) 和 183 (i) 输出。如图 10 所示，其能够产生波形与输入信号电压 V_{sig} 成反比例下降的写入信号 $WS(i)$ 。

($VDDV_x$ 产生电路)

图 11 示出了 $VDDV_x$ 产生电路 40 的电路配置的示例。参考图 11，例如， $VDDV_x$ 产生电路 40 包括：三个开关 $SW11$ 、 $SW12$ 和 $SW13$ ；两个电流源 $I11$ 和 $I12$ ；以及电容器 C 。开关 $SW11$ 选择性地取得第二电源电位 VDD 。电容器 C 连接在开关 $SW11$ 的输出端和电源电位 VSS 之间，其中在图 11 所示的排列中 VSS 为地电位 GND ，并且电容器 C 通过经由开关 $SW11$ 输入的电源电位 VDD 充电。

在开关 SW11 的输出端和第一电源电位 VSS 之间,开关 SW12 和电流源 I11 串联连接,且开关 SW13 和电流源 I12 串联连接。电流源 I11 例如从低电阻值的电阻元件形成,并供应具有高电流值的电流。电流源 I12 从具有比电流源 I11 更高电阻值的电阻元件形成,并供应比电流源 I11 的电流值低的电流。

图 12 图示了开关 SW11、SW12 和 SW13 的接通(闭合)/断开(打开)驱动的定时关系。开关 SW11 在进入迁移率校正时间 t 的调整期之前保留在接通状态,在该调整期中响应于输入信号电压 V_{sig} 而调整迁移率校正时间 t 。从而,电容器 C 处于由第二电源电位 VDD 充电的状态,因此,作为电容 C 的端电位(输出电位)的电源电位 $VDDV_x$ 等于电源电位 VDD。

当在时间 t_{11} 进入迁移率校正时间 t 的调整期时,开关 SW11 断开,且开关 SW12 和 SW13 二者接通。因而,电容器 C 的电荷沿着开关 SW12 和电流源 I11 构成的路径、以及开关 SW13 和电流源 I12 构成的另一路径放电。此时,由于电容器 C 的电荷以电流源 I11 和 I12 的电流值组成的电流值迅速放电,所以电源电位 $VDDV_x$ 从第二电源电位 VDD 迅速下降。

在时间 t_{12} ,开关 SW13 断开,而开关 SW12 保持接通状态。因而,电容器 C 的电荷通过开关 SW12 和电流源 I11 构成的路径以电流源 I11 的电流值放电,该电流值低于开关 SW12 和 SW13 二者都接通的情形下的电流值。此时,正侧电源电位 $VDDV_x$ 以比开关 SW12 和 SW13 二者都接通情形下的下降坡度更缓和的坡度下降。

在时间 t_{13} ,开关 SW12 断开,而开关 SW13 保持接通。因而,电容器 C 的电荷沿着开关 SW13 和电流源 I12 构成的路径流动,并且以电流源 I12 的、比开关 SW12 接通情形下的电流值更低的电流值放电。此时,电源电位 $VDDV_x$ 以比开关 SW12 接通情形下的下降坡度更缓和的坡度下降。

开关 SW13 在时间 t_{14} 断开,且开关 SW11 在时间 t_{15} 接通。因而,由第二电源电位 VDD 对于电容器 C 的充电开始。最后,电源电位 $VDDV_x$ 会聚到第二电源电位 VDD。

以这个方式,在具有彼此不同的电流值的多个电流源,如上述参考图 11 描述的示例中的两个电流源 I11 和 I12,以彼此并联的合适组合而连接到处于由第二电源电位 VDD 充电状态中的电容器 C。在参考图 12 描述的上述示例中,能够产生具有在如图 12 的点 1 和点 2 上弯曲的折线的下降沿波形的

电源电位 $VDDV_x$ 。

图 13 图示了写入信号 WS 的下降沿波形，其中在具有折线下降沿波形的电源电位 $VDDV_x$ 被用作在写入扫描电路 18 的缓冲器 182 (i) 和 183 (i) 的正侧的电源电位。在这种情况下，写入信号 WS 的下降沿波形也变为在点 1 和 2 弯曲的折线的下降沿波形。

这里，由于通过将电流源 $I11$ 和 $I12$ 的电流值选择为期望值而可以产生具有折线的下降沿波形的写入信号 WS ，其中该折线下降沿波形基本与输入信号电压 V_{sig} 成反比增加，所以可将迁移率校正时间 t 设置为与输入信号电压 V_{sig} 实质上成反比例增加。因此，由于可设置与输入信号电压 V_{sig} 对应的迁移率校正时间 t ，所以在输入信号电压 V_{sig} 的从黑电平至白电平的全体电平范围内，可以更高确定度校正迁移率 μ 在像素之中的分散。

在图 11 的电路配置中，可以通过增加电流源数量而增加折点 (bent point) 数量，并可以产生具有与图 7 的下降特性近似的折线下降沿波形的写入信号 WS 。

应当注意，在上述的实施例 1 中，将该实施例应用到使用像素电路 11 的显示设备中，该像素电路 11 包括驱动晶体管 32、采样晶体管 33、开关晶体管 34 至 36 以及电容器 37，此外还有例如作为电光元件的有机 EL 元件 31。然而，本发明不限于此应用。在下面，结合像素电路的几个不同示例来描述本发明。

[不同的像素电路 1]

图 14 示出了不同像素电路 1 (11A) 的电路配置。参考图 14，所示的不同像素电路 11A 具有这样的配置，作为其不成器件其包括驱动晶体管 32、采样晶体管 33、开关晶体管 35 以及电容器 37，此外还有有机 EL 元件 31。

N 沟道 TFT 用于驱动晶体管 32、采样晶体管 33 和开关晶体管 35。然而，驱动晶体管 32、采样晶体管 33 和开关晶体管 35 的传导类型的组合仅是示例，且对其使用不是严格限定的。

有机 EL 元件 31 的阴极电极连接至第一电源电位 VSS ， VSS 在图 14 的排列中是地电位 GND 。驱动晶体管 32 利用电流来驱动有机 EL 元件 31，并连接其源极至有机 EL 元件 31 的阳极电极，从而形成源极跟随电路。此外，驱动晶体管 32 在其漏极处接收驱动信号 DS 。采样晶体管 33 的源极连接至数据线 17，其漏极连接至驱动晶体管 32 的栅极，并在其栅极接收写入信号

WS。

开关晶体管 35 的漏极连接至第三电源电位 V_{ofs} ，其源极连接至采样晶体管 33 的漏极和驱动晶体管 32 的栅极，并在其栅极接收校正扫描信号 AZ。电容器 37 将其一端连接至驱动晶体管 32 的栅极和采样晶体管 33 的漏极，并且其另一端连接至驱动晶体管 32 的源极和有机 EL 元件 31 的阳极电极。

在以上述的连接方案连接上述器件的所述不同像素电路 11A 中，所述器件以下述方式工作。具体地，当采样晶体管 33 置于传导状态时，其对从数据线 17 提供到其中的输入信号电压 V_{sig} ($=V_{ofs}+V_{data}$; $V_{data}>0$) 进行采样。通过电容器 37 保持输入信号电压 V_{sig} 。

当将电源电位 VDD 施加至驱动晶体管 32 的漏极时，驱动晶体管 32 将基于保持在电容器 37 中的输入信号电压 V_{sig} 的电流值的电流供应给有机 EL 元件 31 以驱动有机 EL 元件 31 (电流驱动)。开关晶体管 35 合适地进入传导状态，其间，其将在有机 EL 元件 31 的电流驱动之前检测驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} ，并将检测到的阈值电压 V_{th32} 预先保持在电容器 37 中，以消除阈值电压 V_{th32} 的影响。

在所述不同像素电路 11A 中，第二电源电位 VDD 不是固定的，而是在适当的定时变为“L”电平，其在本实施例中是第一电源电位 VSS，以执行如图 1 所示的开关晶体管 34 至 36 的功能。具体地，电源电位 VDD 与驱动信号 DS 相对应，以驱动图 1 的像素电路 11 中的开关晶体管 34。根据不同的像素电路 11A 的电路配置，当与图 1 中的像素电路 11 的配置比较时，可从像素电路 11 中减少两个晶体管，且可减少图 1 中驱动线 14 和第二校正扫描线 16 的布线。

应当注意，由于上述像素电路 11A 不具有写入信号 WS 和校正扫描信号 AZ 二者同时展现为“H”电平的时间段，所以其通常可以利用采样晶体管 33 形成开关晶体管 35，并通常利用数据线 (信号线) 17 形成第三电源电位 V_{ofs} 的电源线。在这种情况下，应该在校正扫描信号 AZ 具有“H”电平的时间段中供应电源电位 V_{ofs} ，并且应该在写入信号 WS 具有“H”电平的另一时间段中供应输入信号电压 V_{sig} ，该两者都是从数据线 17 供应的。

图 15 图示了用于驱动不同像素电路 11A 的写入信号 WS、驱动信号 DS 和校正扫描信号 AZ1、以及驱动晶体管 32 的栅极电位 V_g 和源极电位 V_s 的变化之间的定时关系。

在图 15 的定时波形图中, 从时间 t_{21} 至时间 t_{27} 的时间段形成一个场周期。在一个场周期中, 时间段 t_{21} 至 t_{22} 是阈值校正准备期, 时间段 t_{22} 至 t_{23} 是阈值校正期, 时间段 t_{24} 至 t_{25} 是数据写入 + 迁移率校正期, 时间段 t_{25} 至 t_{26} 是有机 EL 元件 31 的发光期。

具体地, 在不同的像素电路 11A 中, 当校正扫描信号 AZ 展现出“H”电平而第二电源电位 VDD 具有 VSS 电平 (t_{21} 至 t_{22}) 时, 执行为校正驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 分散作准备的阈值校正准备。然后, 当写入信号 WS 展现出“H”电平而第二电源电位 VDD 具有 VDD 电平 (t_{24} 至 t_{25}) 时, 同时执行数据 Vdata 的写入操作、和驱动晶体管 32 的迁移率 μ 的分散校正。

以这个方式, 在具有除有机 EL 元件 31 外还包括驱动晶体管 32、采样晶体管 33、开关晶体管 35 以及电容器 37 作为其器件的配置的不同像素电路 11A 中, 可执行抵制不同像素中驱动晶体管 32 的阈值电压 V_{th32} 分散 (消除分散) 的阈值校正、和抵制不同像素中驱动晶体管 32 的迁移率 μ 分散的迁移率校正。作为执行校正功能的结果, 显示设备可显示具有高画面质量的图像、而不受由于驱动晶体管 32 的特性分散引起的亮度分散影响。

在迁移率 μ 校正中, 通过设置写入信号 WS 的脉冲宽度, 或更具体地, 通过设置取决于写入信号 WS 的下降沿波形的迁移率校正时间 t , 可以对输入信号电压 V_{sig} 设置最佳迁移率校正时间 t , 以与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加。因此, 在输入信号电压 V_{sig} 的从黑电平至白电平的全体电平范围内, 可以以更高确定度消除驱动晶体管 32 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性。换言之, 可以以更高确定度校正迁移率 μ 以抵制其在不同像素中的分散。

可产生具有如下的下降沿波形的写入信号 WS, 该下降沿波形与施加至驱动晶体管 32 的栅极的有效输入信号电压成反比例增加。通过供应由如图 9 所示的 $VDDV_x$ 产生电路 40 产生的模拟波形的正侧电源电位 $VDDV_x$ 而产生写入信号 WS, 并且该写入信号 WS 与输入信号电压 V_{sig} 成反比例下降, 其中该输入信号电压 V_{sig} 如同到图 8 所示的写入扫描电路 18 的缓冲器 182(i) 和 183(i) 的正侧电源电位。

应该注意, 可修改像素电路 11, 使得通过数据线 17 时分地供应输入信号电压 V_{sig} 和电源电位 V_{ofs} , 以使其通过采样晶体管 33 时分地写入。在采

用刚才所述配置的情形下,使采样晶体管 33 具有开关晶体管 35 的功能是可能的。因而,可进一步减少晶体管的数量,并且也可减少图 1 中第一校正扫描线 15 的布线。

[不同的像素电路 2]

图 16 示出了不同像素电路 2 (11B) 的电路配置。参考图 16,所示的不同的像素电路 11B 除了包括有机 EL 元件 51 之外,还包括驱动晶体管 52、采样晶体管 53、开关晶体管 54 至 56、以及电容器 57 和 58。

P 沟道 TFT 用于驱动晶体管 52 和开关晶体管 55,而 N 沟道晶体管用于采样晶体管 53 和开关晶体管 54 和 56。然而,驱动晶体管 52、采样晶体管 53 和开关晶体管 54 至 56 的传导类型的组合仅是一示例,且对其使用不是严格限定的。

有机 EL 元件 51 的阴极电极连接至电源电位 VSS,该电源电位 VSS 在图 16 的排列中是地电位 GND。驱动晶体管 52 利用电流驱动有机 EL 元件 51,并连接其源极至第二电源电位 VDD,其在图 16 的排列中是正电源电位。采样晶体管 53 的源极连接至数据线 17,而其漏极连接至节点 N21,并在其栅极接收写入信号 WS。

开关晶体管 54 将其漏极连接至驱动晶体管 52 的漏极,而其源极连接至有机 EL 元件 51 的阳极电极,并且在其栅极处接收驱动信号 DS。开关晶体管 55 连接在驱动晶体管 52 的栅极和源极之间,并在其栅极合适地接收第一校正扫描信号 AZ1。

开关晶体管 56 连接其漏极至第三电源电位 Vofs,而其源极连接至节点 N21,并在其栅极合适地接收第二校正扫描信号 AZ2。电容器 57 连接在第二电源电位 VDD 和节点 N21 之间。电容器 58 连接在节点 N21 和驱动晶体管 52 的栅极之间。

图 17 图示了用于驱动该不同像素电路 11B 的写入信号 WS、驱动信号 DS、以及第一和第二校正扫描信号 AZ1 和 AZ2、还有节点 N21 的电压 V_{in} 和驱动晶体管 52 的栅电压 V_g 的变化之间的定时关系。

在图 17 的定时波形图中,从时间 t_{31} 至时间 t_{39} 的时间段形成一个场周期。在该一个场周期中,时间段 t_{31} 至 t_{32} 是阈值校正准备期,时间段 t_{32} 至 t_{33} 是阈值校正期,时间段 t_{34} 至 t_{35} 是数据写入期,时间段 t_{35} 至 t_{36} 是迁移率校正期,以及时间段 t_{37} 至 t_{38} 是有机 EL 元件 51 的发光期。

具体地，在像素电路 11B 中，当写入信号 WS 和第一校正扫描信号 AZ1 二者展现出“L”电平而驱动信号 DS 和第二校正扫描信号 AZ2 二者具有“H”电平（ t_{31} 至 t_{32} ）时，执行为校正驱动晶体管 52 的阈值电压 V_{th52} 分散作准备的阈值校正准备。然后，当写入信号 WS、驱动信号 DS 和第一校正扫描信号 AZ1 都展现出“L”电平（ t_{32} 至 t_{33} ）时，执行驱动晶体管 52 的阈值电压 V_{th52} 的分散校正。

此外，当写入信号 WS 和第一校正扫描信号 AZ1 二者展现为“H”电平而驱动信号 DS 和第二校正扫描信号 AZ2 二者展现为“L”电平（ t_{34} 至 t_{36} ）时，执行数据 Vdata 的写入操作。然后，当在写入信号 WS 具有“H”电平的条件下第一校正扫描信号 AZ1 改变为“L”电平时，即执行输入信号电压 Vdata 的写入操作（ t_{35} 至 t_{36} ）的情形下，执行驱动晶体管 52 的迁移率 μ 的分散校正。

在正常的发光期（ t_{37} 至 t_{38} ）中，写入信号 WS 和第一校正扫描信号 AZ1 两者具有“L”电平，而驱动信号 DS 和第二校正扫描信号 AZ2 两者具有“H”电平。因此，采样晶体管 53 和开关晶体管 55 和 56 展现为非传导状态，而开关晶体管 54 展现为传导状态。在这种情况下，由于驱动晶体管 52 被设计为在饱和区工作，所以其作为固定的电流源工作。

因而，通过开关晶体管 54 将由前述表达式（1）定义的固定漏极-源极电流 I_{ds} 从驱动晶体管 52 供应给有机 EL 元件 51，因此，有机 EL 元件 51 发光。其后，当驱动信号 DS 的电平在时间 t_{38} 从“L”电平变为“H”电平时，使得开关晶体管 54 为非传导，且中断到驱动晶体管 52 的电流供应路径。因而，有机 EL 元件 51 的发光停止，并进入不发光期。

以这个方式，在除包括有机 EL 元件 51 之外还包括驱动晶体管 52、采样晶体管 53、开关晶体管 54 至 55、以及电容器 57 和 58 作为其器件的像素电路 11B 中，可进行校正驱动晶体管 52 的阈值电压 V_{th52} 以抵制分散的阈值校正、和进行校正驱动晶体管 52 的迁移率 μ 以抵制分散的迁移率校正。作为执行校正功能的结果，显示设备可显示具有高画面质量的图像，而不受由于驱动晶体管 52 的特性分散引起的亮度分散的影响。

在迁移率 μ 校正中，可以通过设置第一校正扫描信号 AZ1 的脉冲宽度，或更具体地，可以通过设置取决于第一校正扫描信号 AZ1 的上升沿波形的迁移率校正时间 t ，来设置输入信号电压 V_{sig} 的最佳迁移率校正时间 t ，以

与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加。因此，在输入信号电压 V_{sig} 的从黑电平至白电平的全体电平范围内，可以以较高确定度消除驱动晶体管 52 的漏极 - 源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性。换言之，可以以较高确定度校正迁移率 μ 以抵制其在不同像素中的分散。

利用类似于图 9 所示的 $VDDV_x$ 产生电路 40 的原理（但极性相反），通过产生具有与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加的上升沿波形的模拟波形电源电位 $VSSV_x$ ，可以产生具有与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加的上升沿波形的第一校正扫描信号 $AZ1$ 。通过将负侧电源电位 $VSSV_x$ 作为电源电位供应给具有与图 8 所示的写入扫描电路 18 相同配置的第一校正扫描电路的缓冲器 182 (i) 和 183 (i)，可以产生第一校正扫描信号 $AZ1$ 。

图 19 图示了负侧电源电位 $VSSV_x$ 、扫描脉冲 $A(i)$ 和 $A(i+1)$ 、和第一校正扫描信号 $AZ1(i)$ 和 $AZ1(i+1)$ 的定时关系。

应该对施加至连接在驱动晶体管 52 的栅极和源极之间的 P 沟道开关晶体管 55 的栅极上的第一校正扫描信号 $AZ1$ 进行设置，以使当第一校正扫描信号 $AZ1$ 的电平从“L”电平变为“H”电平时，其具有如图 18 所示的上升沿波形（其中在开关晶体管 55 是 N 沟道类型情形下，则为下降沿波形）。在此，如果假设驱动晶体管 52 的栅极 - 源极电压 V_{gs} 在迁移率校正之前满足 $V_{gs} - V_{th} = V_{data}$ ，则如由前述的表达式 (9) 给出的、最佳校正时的 $V_{gs} - V_{th}$ 为 $V_{gs} - V_{th} = V_{data}/2$ 。因此，应该对第一校正扫描信号 $AZ1$ 的上升沿波形进行设置，以使校正时间可与施加至驱动晶体管 52 的栅极上的有效输入信号电压 V_{data} 成反比例增加。即，应该对第一校正扫描信号 $AZ1$ 的上升沿波形进行设置，以使校正时间可以与 $V_{data}/2$ 成反比例增加，其中 $V_{data}/2$ 是施加至驱动晶体管 52 的有效输入信号电压 V_{data} 的一半，从而当开关晶体管 55 的栅极 - 源极电压变为等于阈值电压 V_{th53} 时开关晶体管 55 可截止。

更具体地，可以从图 18 的波形图明显可见，当输入信号电压 V_{sig} 是对应于白电平的输入信号电压 V_{sig} （白）时，将迁移率校正时间 t （白）设为最短，以使得当开关晶体管 55 的栅极 - 源极电压变得等于 $(V_{data}(\text{白})/2) + V_{ofs} + V_{th53}$ 时，开关晶体管 55 截止。另一方面，当输入信号电压 V_{sig} 是相应于灰电平的输入信号电压 V_{sig} （灰）时，将迁移率校正时间 t （灰）设置为比迁移率校正时间 t （白）更长，以使得当开关晶体管 55 的栅极 - 源极电压变得等于 $(V_{data}(\text{灰})/2) + V_{ofs} + V_{th53}$ 时，开关晶体管 55 截止。

作为具体的用于产生模拟波形的电源电位 V_{SSVx} 的 V_{SSVx} 产生电路，其中该模拟波形具有与施加至驱动晶体管 52 的栅极上的有效输入信号电压 V_{data} 成反比例增加的上升沿波形，可利用根据与如图 11 所示的 V_{DDVx} 产生电路 40 基本相同的原理（极性相反）配置的电路。在利用刚才所述的 V_{SSVx} 产生电路的情形下，可产生具有折线上升沿波形的电源电位 V_{SSVx} 。则在基于电源电位 V_{SSVx} 产生第一校正扫描信号 $AZ1$ 的情形下，第一校正扫描信号 $AZ1$ 也具有如图 20 所示的折线上升沿波形。

应当注意，上面的描述涉及这样的情形：将数据线 17 的、与数据写入操作相关的电压变化 V_{data} 完全施加至驱动晶体管 52 的栅极-源极电压 V_{gs} 。这是基于电容器 58 具有足够高电容的假设。如果（写入增益： G_w ） $= (V_{gs} \text{ 的电压变化}) / (\text{信号线的电压变化})$ 不是 100%，则输入信号电压 V_{data} 应当重写入 $G_w \cdot V_{data}$ 。

[不同的像素电路 3]

图 21 示出不同像素电路 3 (11C) 的电路配置。参考图 21，像素电路 11C 具有这样的电路配置，其组成元件除了包括有机 EL 元件 51 之外还包括驱动晶体管 52、采样晶体管 53、开关晶体管 54 至 56 和 59、以及电容器 57 和 58。

这样，像素电路 11C 具有这样的配置：其除了包括图 16 的像素电路 11B 的器件之外，还包括开关晶体管 59。开关晶体管 59 连接在数据线 17 与驱动晶体管 52 的漏极和开关晶体管 54 的漏极之间，并在其栅极合适地接收第三校正扫描信号 $AZ3$ 。

这里，P 沟道 TFT 用于驱动晶体管 52 和开关晶体管 59，而 N 沟道 TFT 用于采样晶体管 53 和开关晶体管 54 至 56。然而，驱动晶体管 52、采样晶体管 53、以及开关晶体管 54 至 56 和 59 的传导类型的组合仅是一示例，且对其使用不是严格限定的。

图 22 图示了用于驱动不同像素电路 11C 的写入信号 WS 、驱动信号 DS 和第一、第二和第三校正扫描信号 $AZ1$ 、 $AZ2$ 和 $AZ3$ 、以及节点 $N21$ 的电位 V_{in} 以及驱动晶体管 52 的栅极电位 V_g 的变化之间的定时关系。

从图 22 的波形图中明显可见，在本像素电路 11C 中，像素电路 11B 中的开关晶体管 55 的功能由两个开关晶体管 55 和 59 承担。具体地，开关晶体管 59 承担迁移率校正操作。然后，迁移率校正期 t_{35} 至 t_{36} 根据第三校正

扫描信号 AZ3 的脉冲宽度来确定,或更具体地,根据第三校正扫描信号 AZ3 的上升沿波形来确定。

此时,由于驱动晶体管 52 的栅极电位响应于输入信号电压 V_{sig} 而变化,对取决于第三校正扫描信号 AZ3 的上升沿波形的迁移率校正时间 t 进行设置,以使其与输入信号电压 V_{sig} 成反比例增加,从而可类似于不同的像素电路 2 那样确定迁移率校正时间 t 。因此,在输入信号电压 V_{sig} 的从黑电平至白电平的全体电平范围内,可以以更高确定度消除驱动晶体管 52 的漏极-源极电流 I_{ds} 对迁移率 μ 的依赖性。换言之,可以以更高确定度校正迁移率 μ ,以抵制其在不同像素中的分散。

类似于第一校正扫描信号 AZ1,利用与图 9 所示的 $VDDV_x$ 产生电路 40 相同的原理(极性相反),可以产生第三校正扫描信号 AZ3,其具有与施加至驱动晶体管 52 的栅极上的有效输入信号电压 V_{data} 成反比例增加的上升沿波形。具体地,通过产生模拟波形的电源电位 $VSSV_x$,其中该模拟波形具有与施加至驱动晶体管 52 的栅极上的有效输入信号电压 V_{data} 成反比例增加的上升沿波形,并将电源电位 $VSSV_x$ 作为负侧电源电位提供给具有与图 8 所示的写入扫描电路 18 相同配置的第三校正扫描电路的缓冲器 182(i) 和 183(i),可产生第三校正扫描信号 AZ3。

应当注意,像素电路 11 的不同的电路示例不限于上述的像素电路 11A 至 11C。具体地,可以将本发明施加到其中多个像素电路以行和列布置的各种显示设备,其中,多个像素电路中的每一个除了包括电光元件外,至少还包括用于驱动电光元件的驱动晶体管、用于采样和写入输入信号电压的采样晶体管、以及连接至驱动晶体管的栅极并被配置为用于保持由采样晶体管写入的输入信号电压的电容器。也就是说,多个像素电路被布置为矩阵。

此外,在上述的实施例,将本实施例应用到有机 EL 显示设备,该有机 EL 显示设备使用有机 EL 元件作为像素电路 11、11A、11B、和 11C 的电光元件。然而,本发明不限于应用于所提及的应用上,而且还可以应用到使用电流驱动型电光元件(发光装置)的各种显示设备上,上述电流驱动型电光元件的发光亮度响应流过其中的电流值而变化。

本领域技术人员应当理解,根据设计要求和其它因素,可能出现各种修改、组合、子组合以及更替,只要这些都在附加权利要求或其等同物的保护范围内即可。

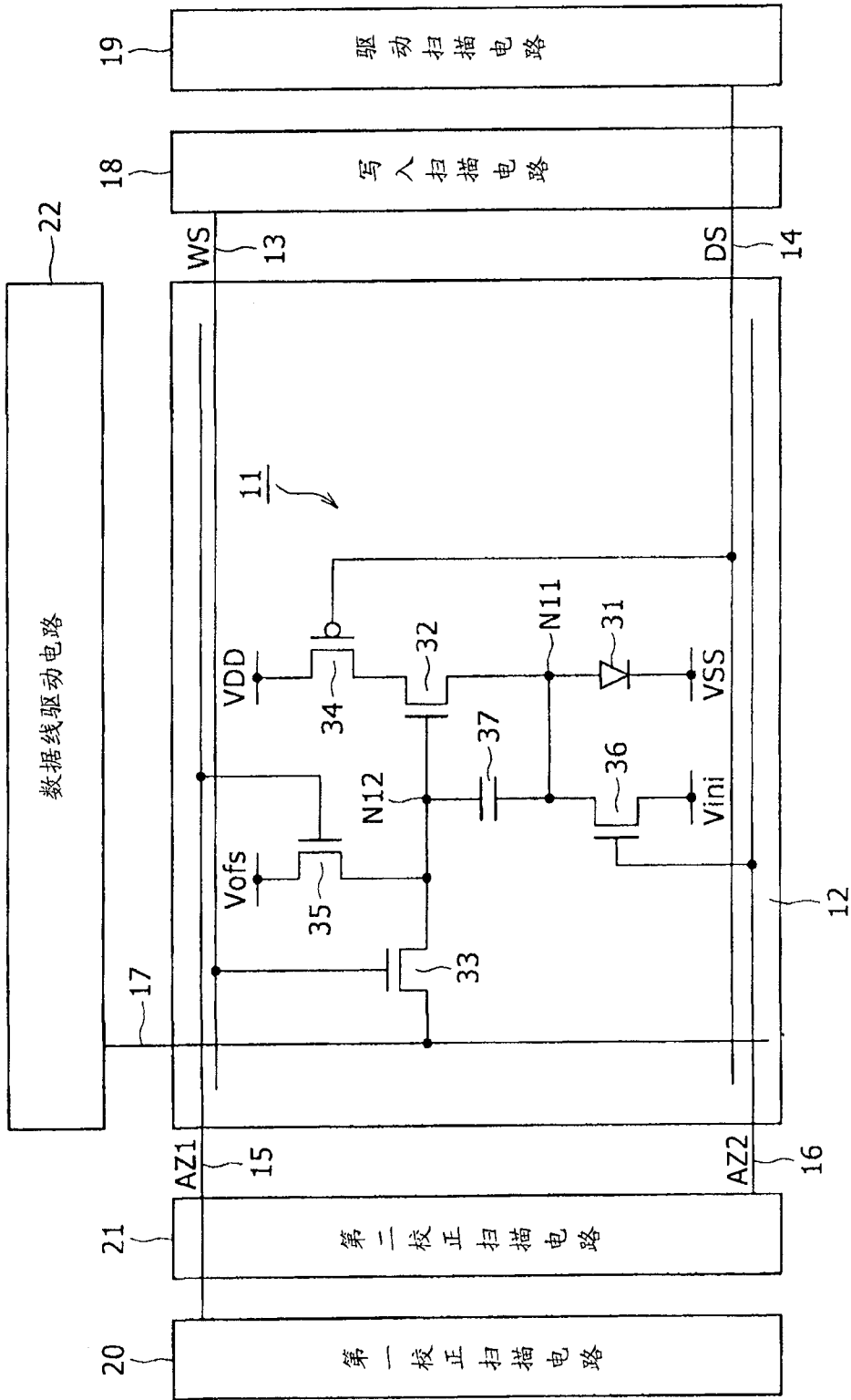


图 1

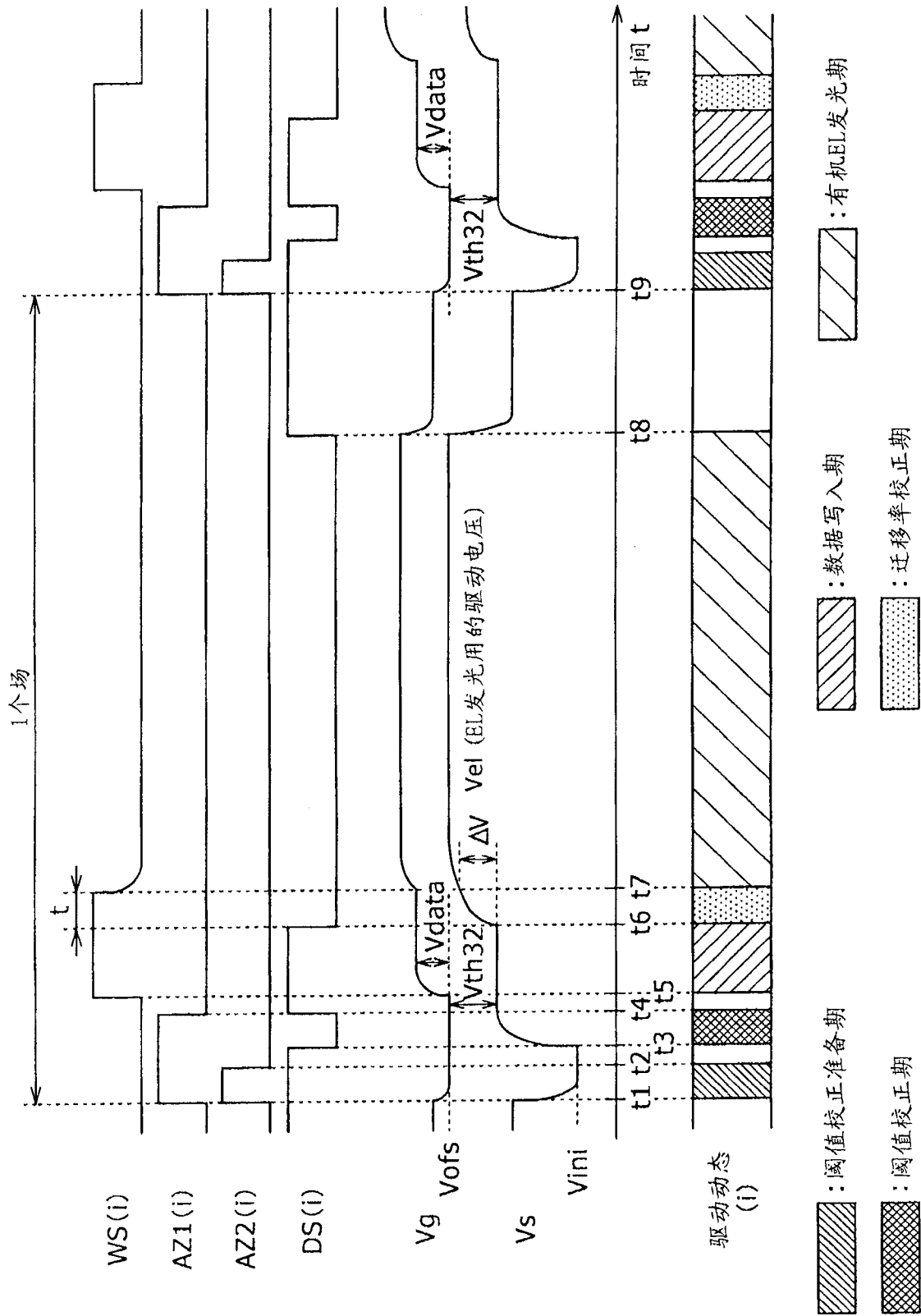


图 2

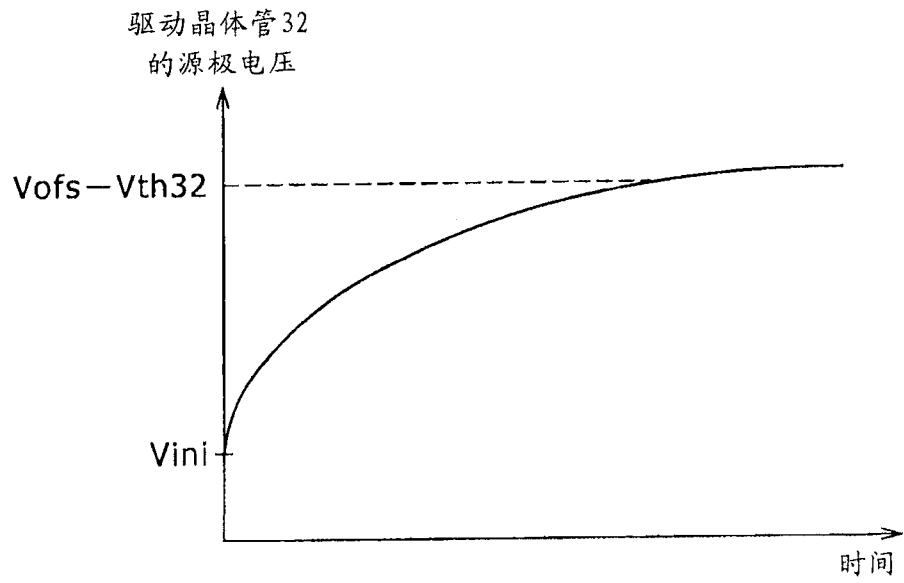


图 3

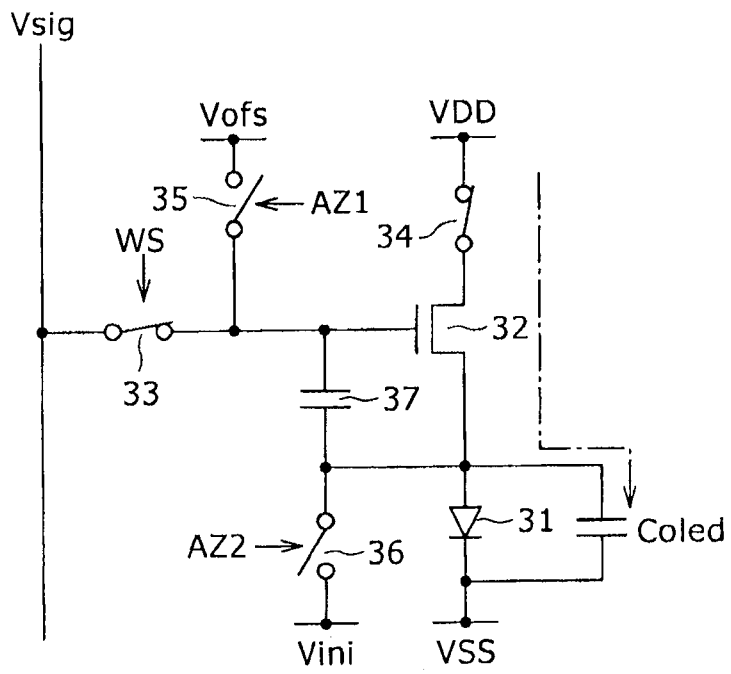


图 4

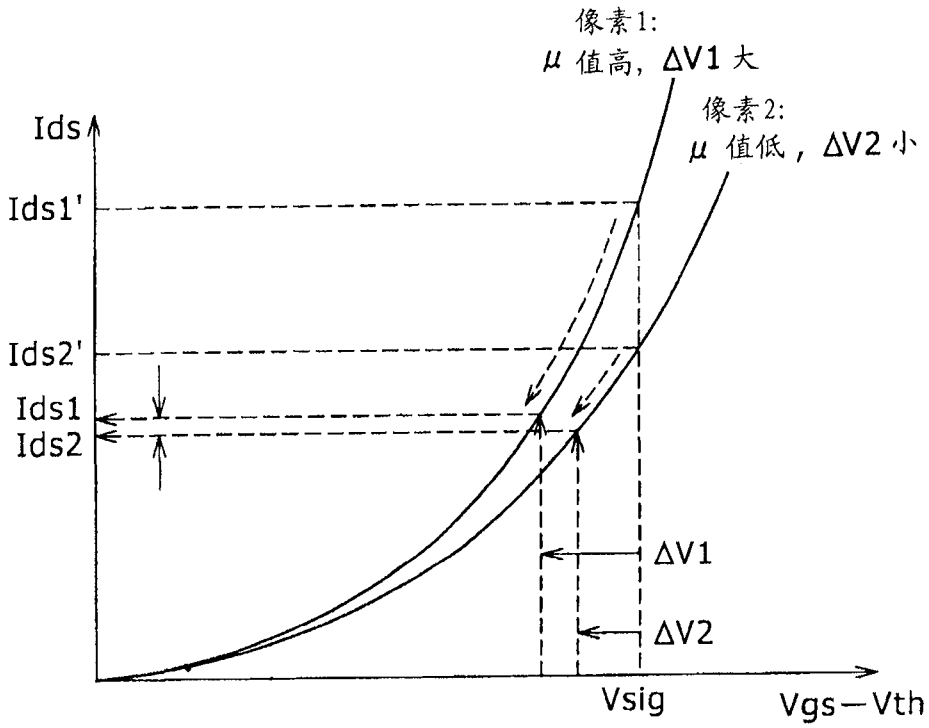


图 5

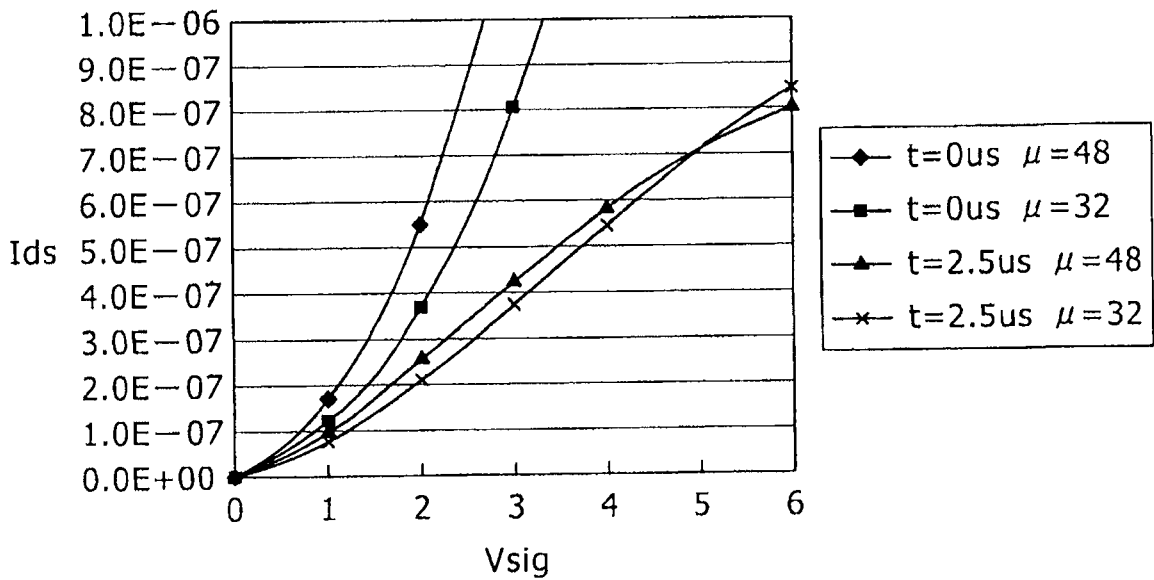
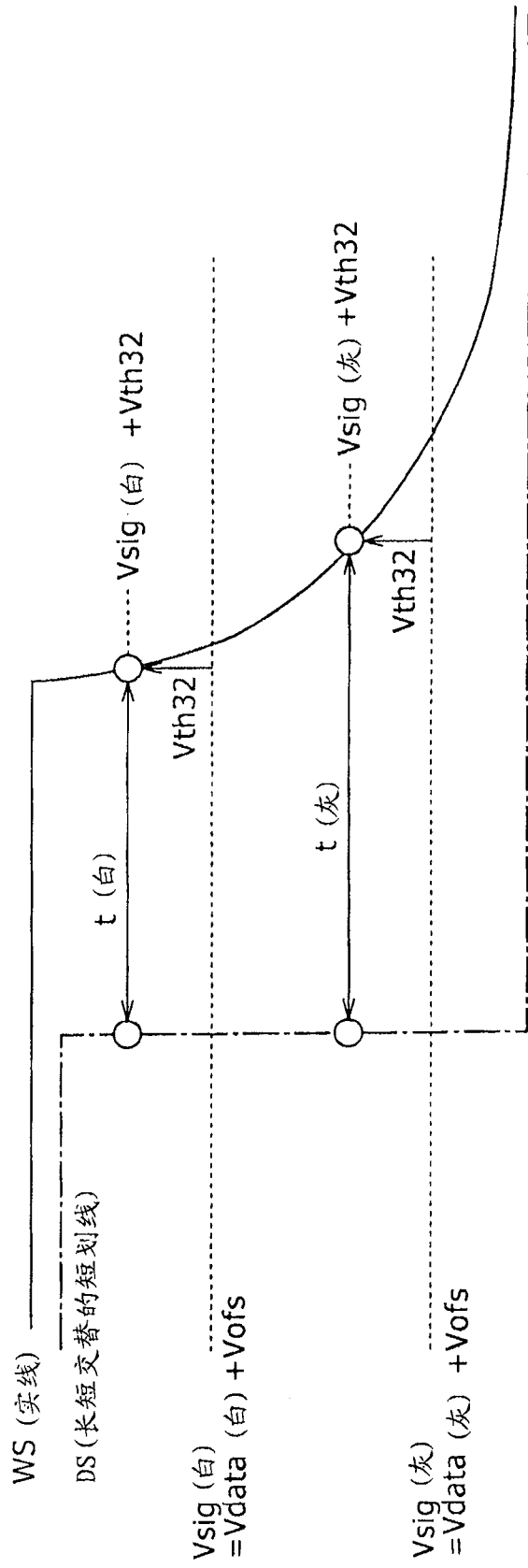


图 6



$t(\text{白}):t(\text{灰}) = 1/V_{data}(\text{白}):1/V_{data}(\text{灰})$

图 7

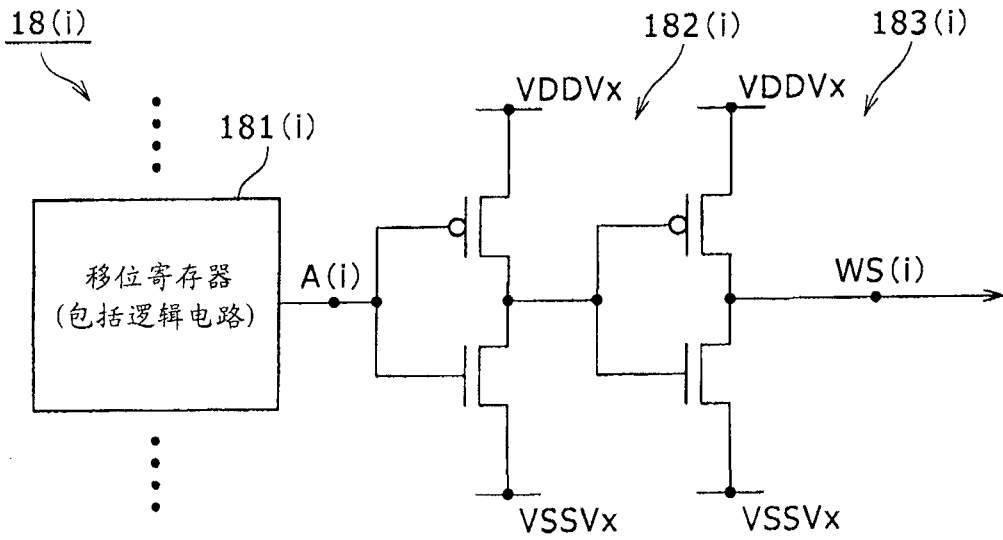


图 8

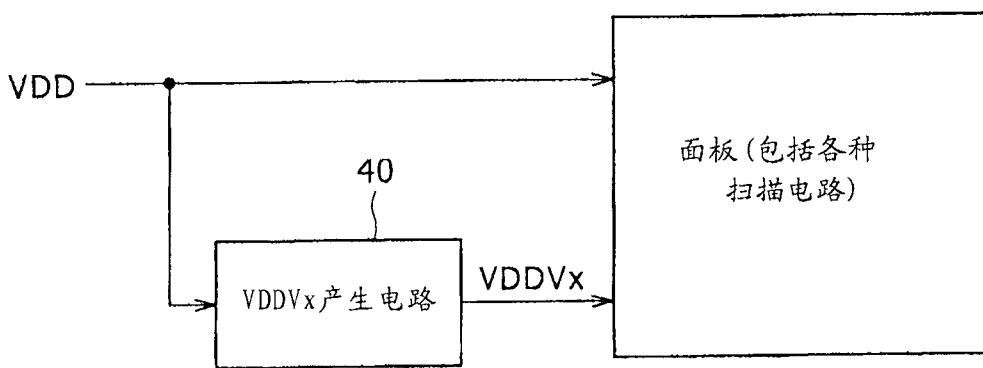


图 9

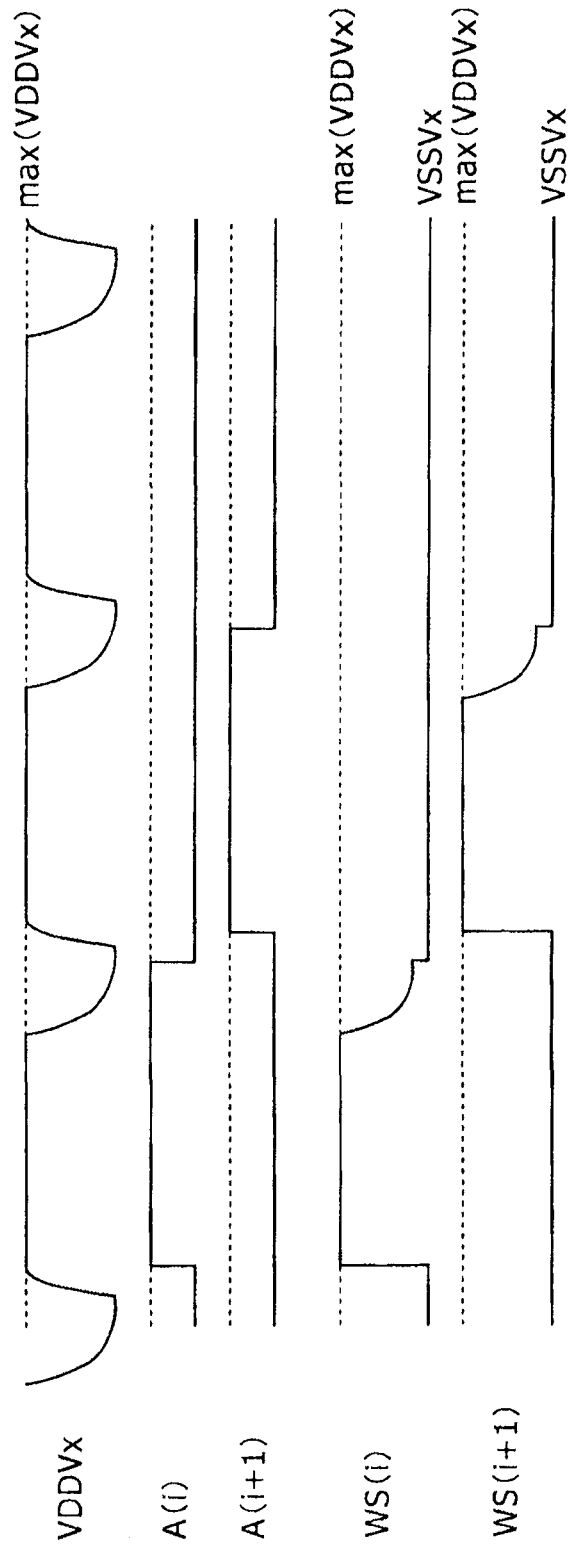


图 10

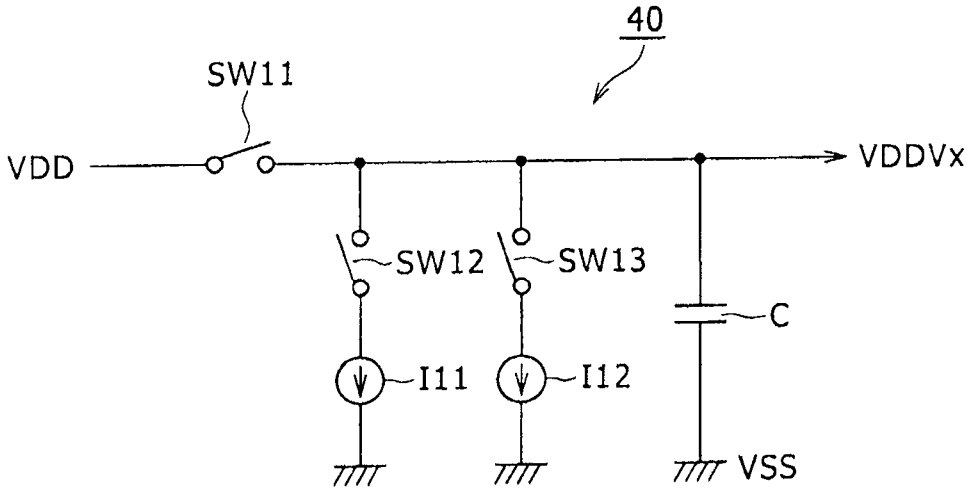


图 11

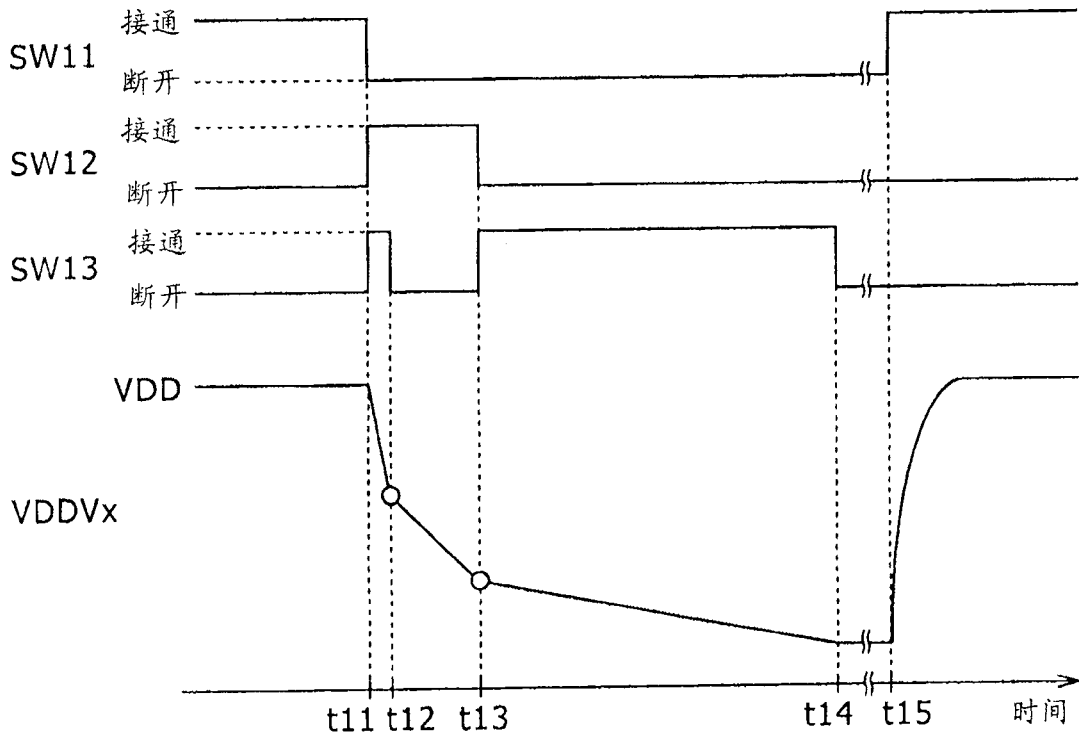
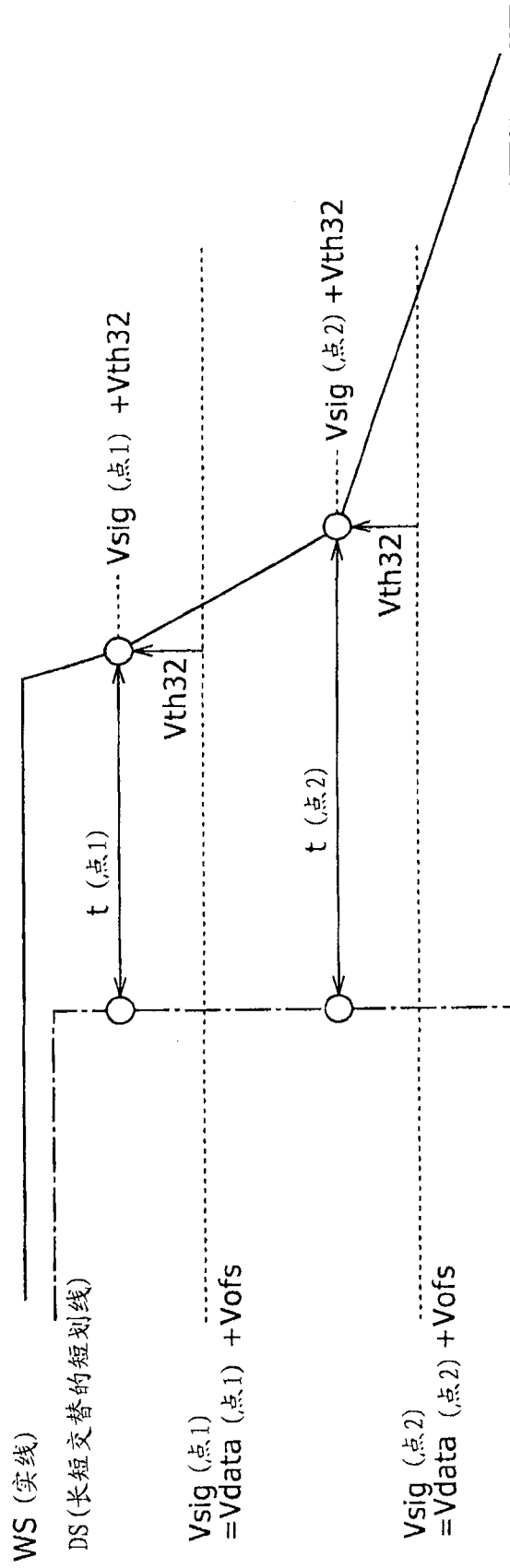


图 12



$$t(\text{点1}) : t(\text{点2}) = 1/V_{data}(\text{点1}) : 1/V_{data}(\text{点2})$$

图 13

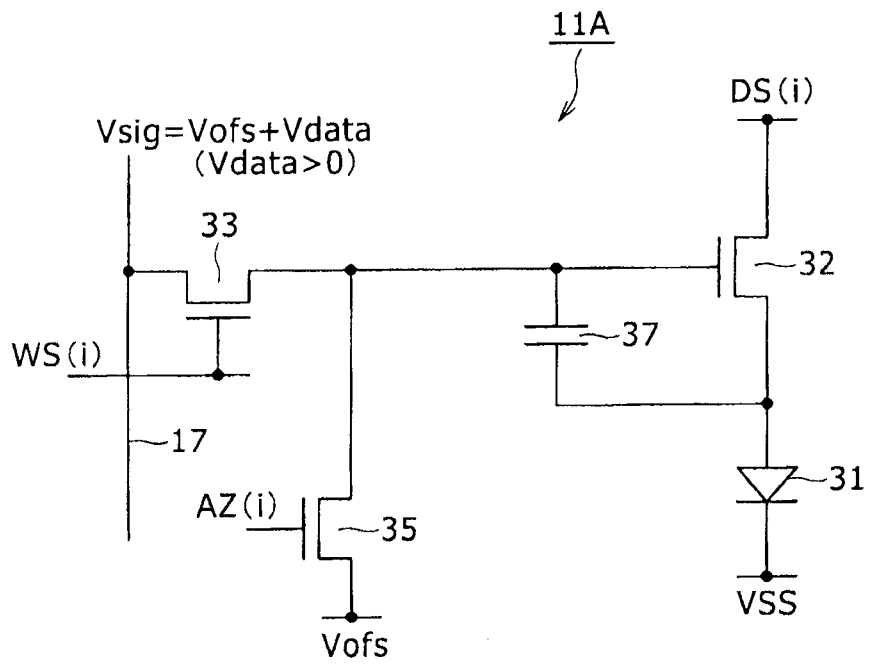


图 14

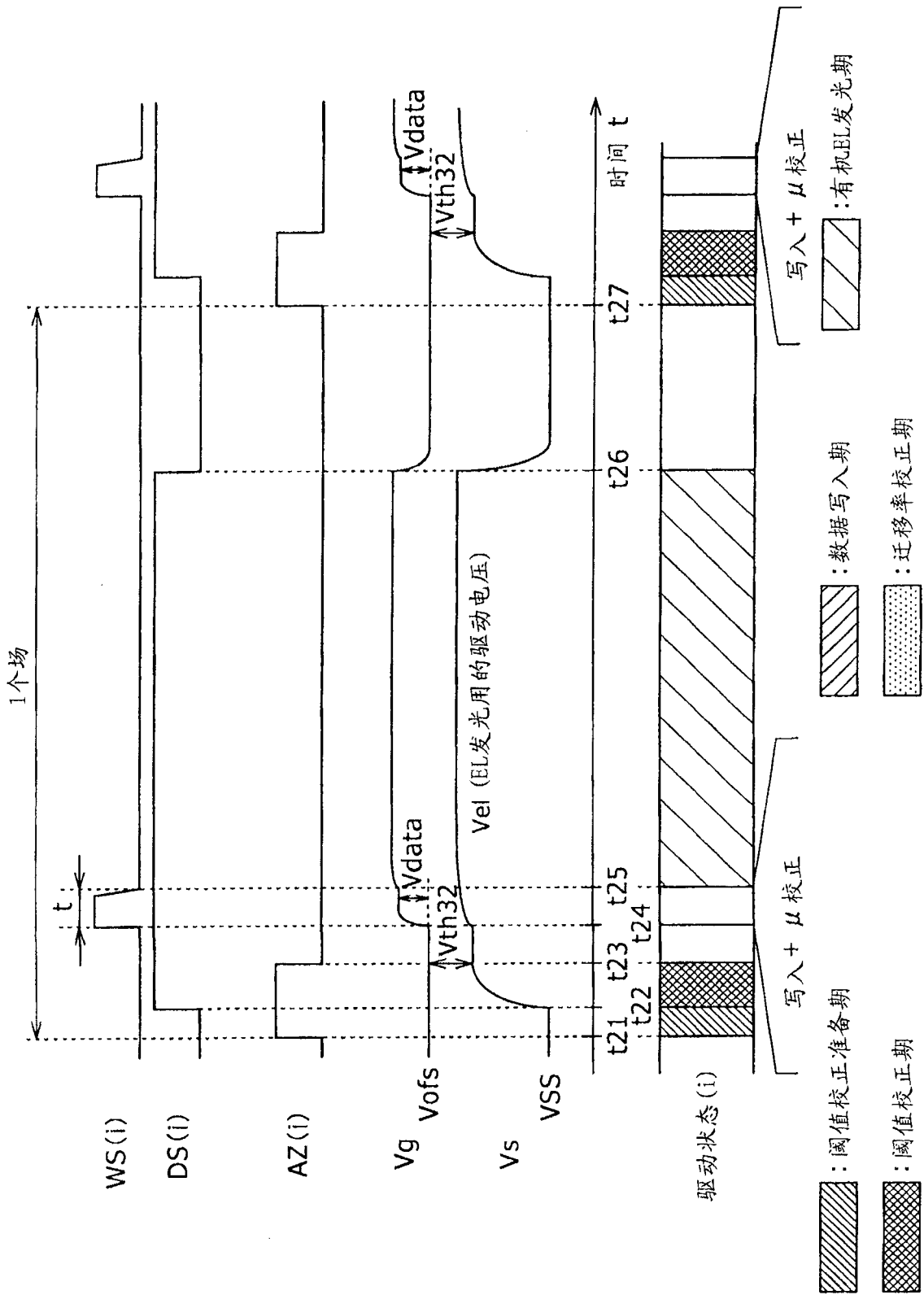


图 15

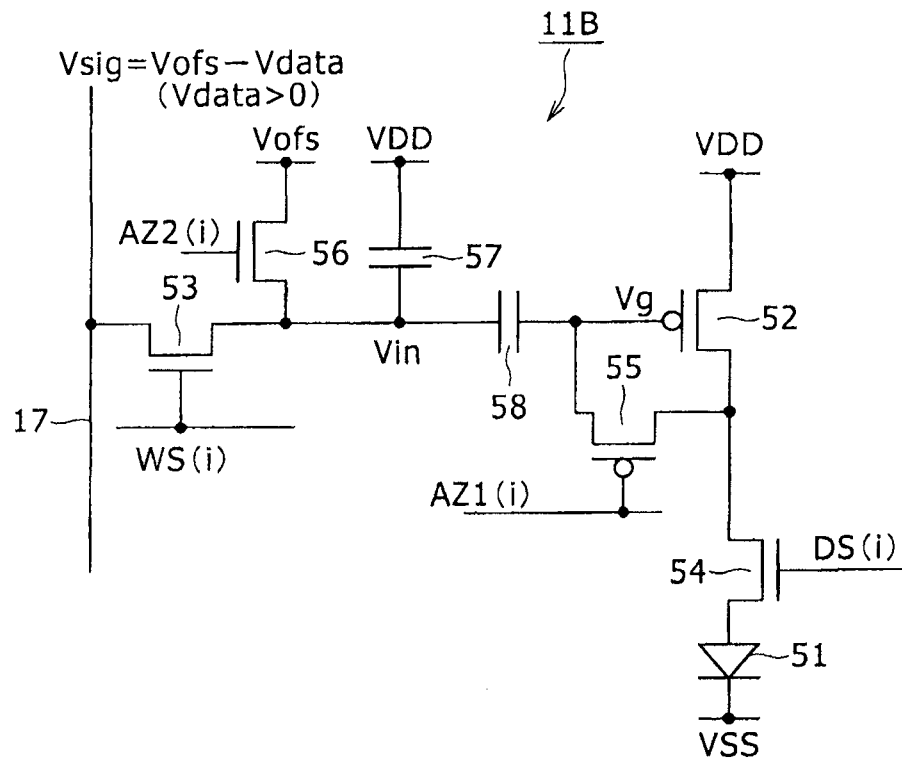


图 16

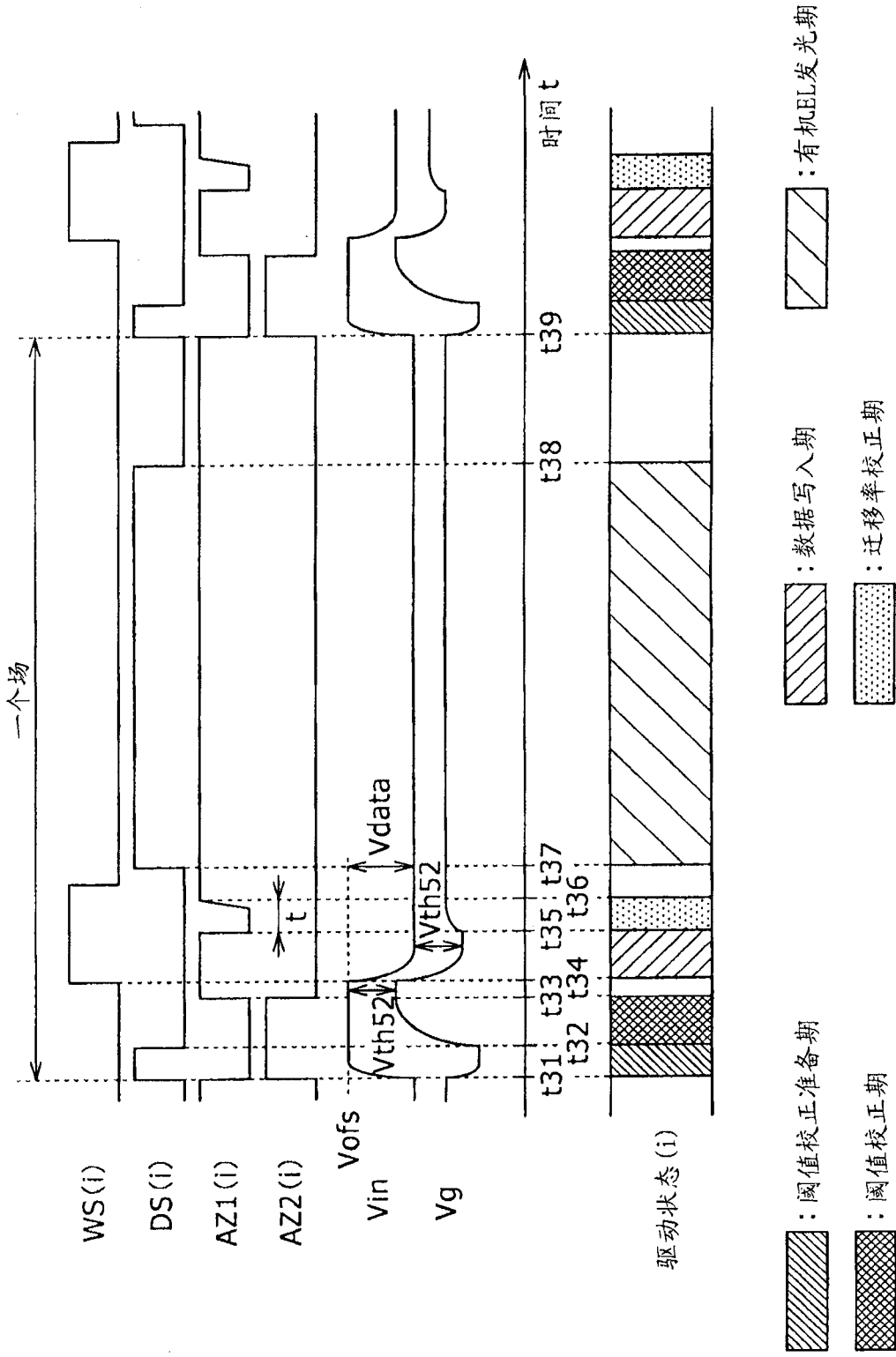
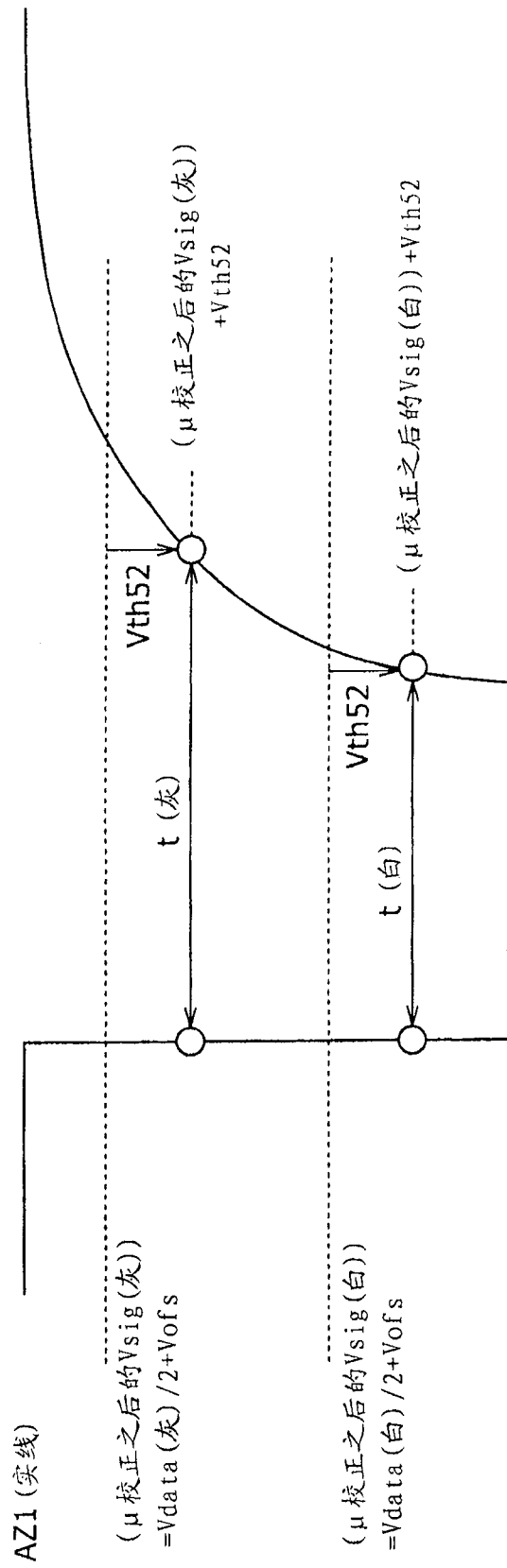


图 17



$$t(白):t(灰) = 1/(Vdata(白)/2):1/(Vdata(灰)/2)$$

图 18

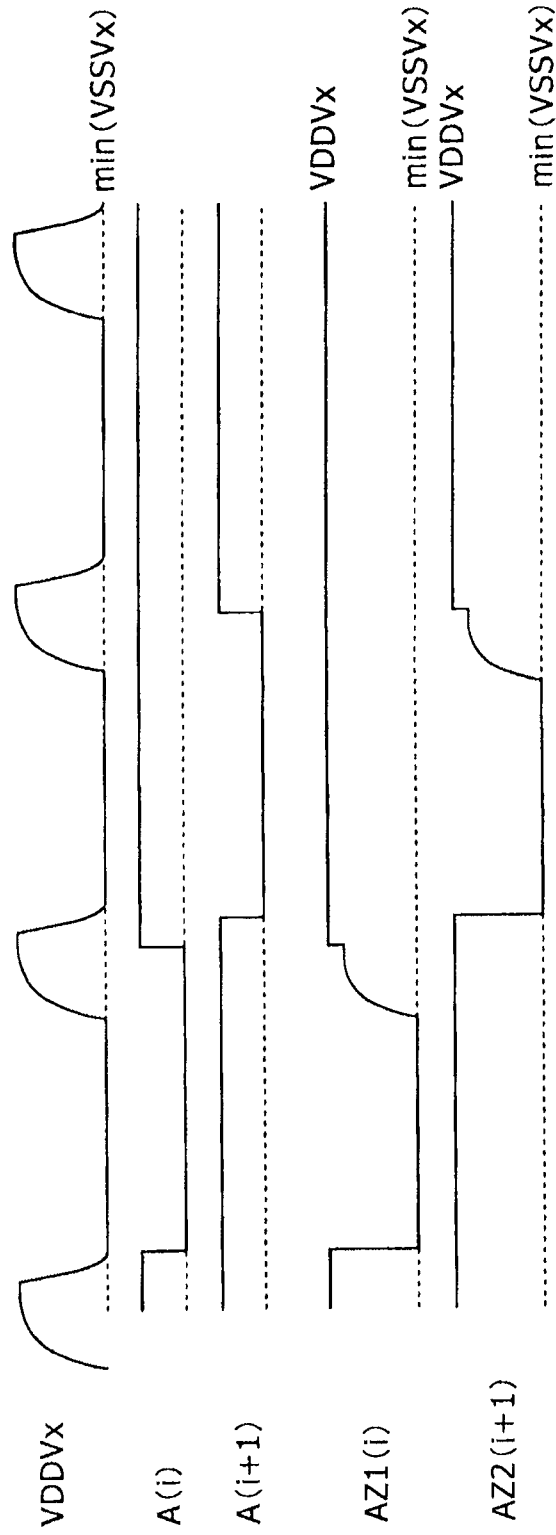
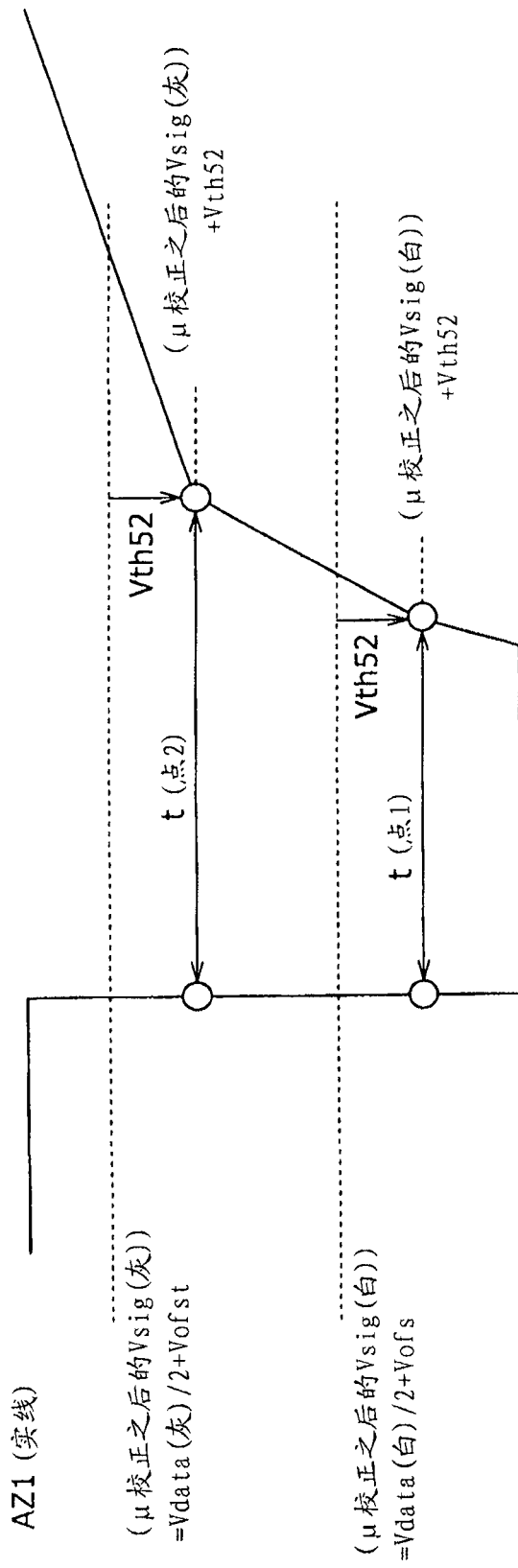


图 19



$$t(\text{白}):t(\text{灰}) = 1/(V_{data}(\text{白})/2) : 1/(V_{data}(\text{灰})/2)$$

图 20

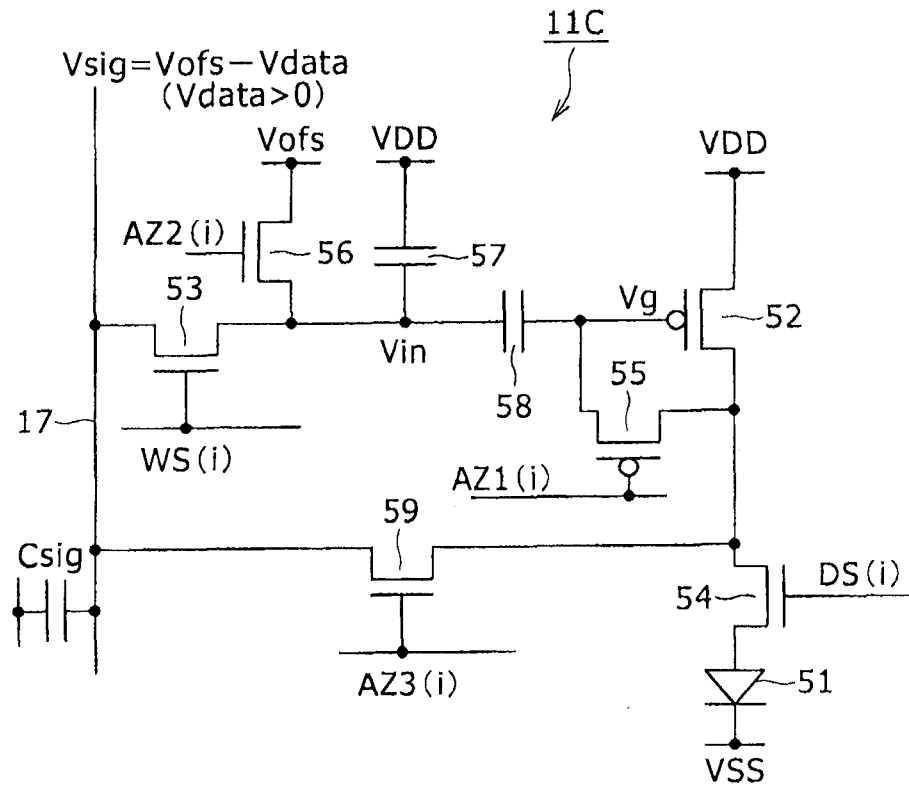


图 21

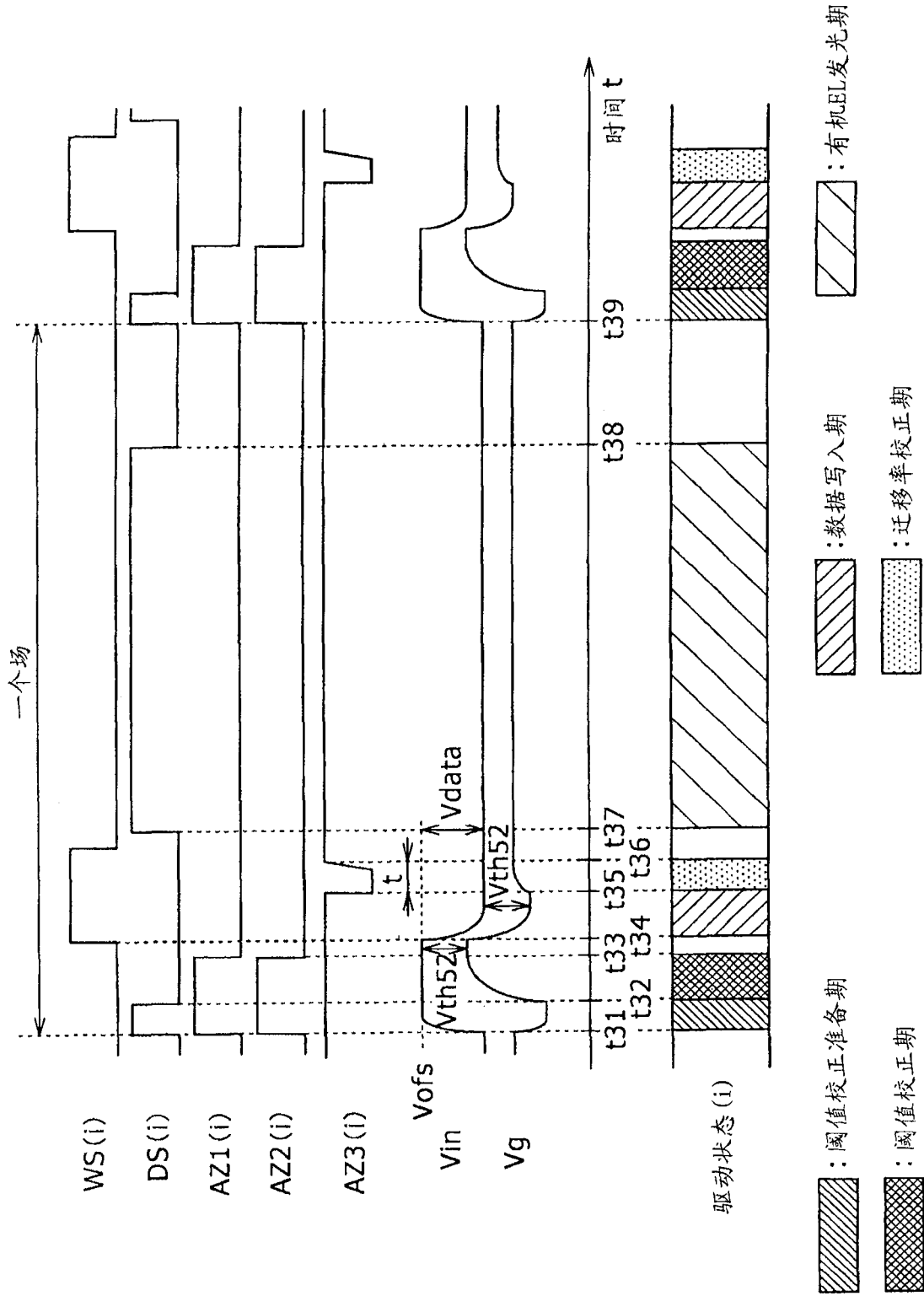


图 22