



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106057128 A

(43)申请公布日 2016. 10. 26

(21)申请号 201610719752.2

(22)申请日 2016.08.24

(71)申请人 中国科学院上海高等研究院

地址 201210 上海市浦东新区海科路99号

(72)发明人 汪辉 黄尊恺 田犁 章琦 汪宁

黄景林 叶汇贤

(74)专利代理机构 上海光华专利事务所 31219

代理人 余明伟

(51)Int. Cl.

G09G 3/3233(2016.01)

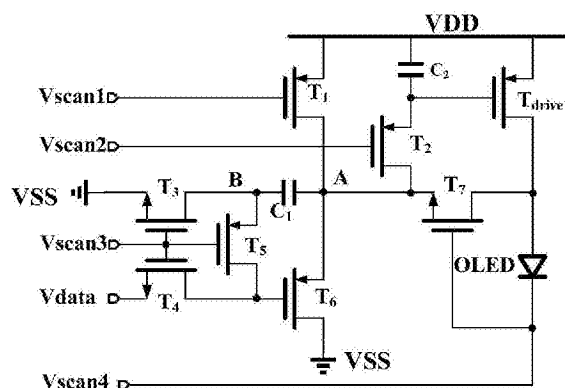
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法

(57)摘要

本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路,包括:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管、第五开关晶体管、第六开关晶体管、第七开关晶体管、驱动晶体管、第一电容、第二电容以及有机发光二极管。本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法,用于解决现有技术中传统补偿方法所补偿的驱动晶体管在整个发光阶段都处于偏置状态,会加速TFTs阈值电压和迁移率的变化,并且当阈值电压变化达到一定程度时,传统补偿方法的补偿作用被大大降低的问题。



1. 一种电压编程型AMOLED像素电路,其特征在于,所述电压编程型AMOLED像素电路包括:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管、第五开关晶体管、第六开关晶体管、第七开关晶体管、驱动晶体管、第一电容、第二电容以及有机发光二极管,其中:

所述第一开关晶体管的第一电极连接电源电压,第二电极分别连接所述第二开关晶体管的第二电极、所述第六开关晶体管的第一电极、所述第七开关晶体管的第一电极及所述第一电容的第一端,栅极连接第一控制信号;

所述第二开关晶体管的第一电极连接所述第二电容的第二端及所述驱动晶体管的栅极、栅极连接第二控制信号,所述第二电容的第一端连接电源电压;

所述第三开关晶体管的第一电极连接地电压,第二电极连接所述第一电容的第二端以及所述第五开关晶体管的第一电极,栅极连接第三控制信号、所述第五开关晶体管的栅极及所述第四开关晶体管的栅极;

所述第四开关晶体管的第一电极连接数据信号,第二电极连接所述第五开关晶体管的第二电极及所述第六开关晶体管的栅极;

所述第六开关晶体管的第二电极连接地电压;

所述第七开关晶体管的第二电极连接所述有机发光二极管的第一端及所述驱动晶体管的第二电极,栅极连接所述有机发光二极管的第二端及第四控制信号。

所述驱动晶体管的第一电极连接电源电压。

2. 根据权利要求1所述的电压编程型AMOLED像素电路,其特征在于:

所述第一电极为源极,所述第二电极为漏极;

所述驱动晶体管、所述第一开关晶体管、第二开关晶体管、第五开关晶体管及第六开关晶体管为PMOS管,所述第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管为NMOS管;

所述有机发光二极管的第一端为正极、第二端为负极。

3. 根据权利要求1所述的电压编程型AMOLED像素电路,其特征在于:所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态,在发光阶段没有处于偏置状态。

4. 一种根据权利要求1到3中任一项所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法,其特征在于,所述驱动方法包括:

预充电阶段:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管导通,第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,存储在A点的电压被充电到像素电源电压,完成预充电操作;

阈值电压检测阶段:第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管导通,第一开关晶体管、第二开关晶体管及第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,第六开关晶体管的阈值电压及输入电压信号存储到第一电容;

编程阶段:第二开关晶体管、第五开关晶体管及第七开关晶体管导通,第一开关晶体管、第三开关晶体管及第四开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,编程电流由电源电压经过驱动晶体管、第六开关晶体管流向地电压;

发光阶段:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第五开关晶体管及第七开关晶体管关闭,第三开关晶体管及第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于发光的正偏状态,发光电流由电源电压经过驱动晶体管、有机发光二极管流向地电压。

5. 根据权利要求4所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 在所述阈值电压检测阶段中, A点的电压为:

$$V_A = V_{data} + V_{th}$$

式中, V_A 为A点电压值, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

6. 根据权利要求4所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 在所述阈值电压检测阶段中, 存储在第一电容两端A点和B点的电压差为:

$$V_A - V_B = V_{data} + V_{th}$$

式中, V_A 为A点电压值, V_B 为B点电压值, $V_A - V_B$ 为第六开关晶体管的栅源电压, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

7. 根据权利要求4所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 在所述编程阶段中, 流过所述驱动晶体管及所述第六开关晶体管的编程电流为:

$$I_P = \beta (V_{data} + V_{th} - V_{th})^2 = \beta V_{data}^2$$

式中, $\beta = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$, μ_X 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L} \right)$ 为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

8. 根据权利要求4所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 在所述发光阶段中, 所述驱动晶体管工作在饱和状态, 所述驱动晶体管的栅源电压保持不变, 流过所述有机发光二极管的发光电流与编程电流相等。

9. 根据权利要求8所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 所述发光电流为:

$$I_{OLED} = I_P = \beta V_{data}^2$$

式中, I_P 为流过驱动晶体管及第六开关晶体管的编程电流, $\beta = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$, μ_X 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L} \right)$ 为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号。

10. 根据权利要求4所述的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法, 其特征在于: 所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态, 在发光阶段没有处于偏置状态。

一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法

技术领域

[0001] 本发明涉及平面显示技术领域,特别是涉及一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法。

背景技术

[0002] AMOLED(Active-matrix organic light-emitting diode,有源矩阵有机发光二极管)作为一种新兴的显示技术,近年来受到了越来越多的关注,与现在主流的AMLCD(Active matrix liquid crystal display,有源矩阵液晶显示器)显示技术相比,其具有很多优势,例如低成本、低功耗、宽视角、高速、色彩艳丽等。然而,AMOLED显示效果受工艺不稳定性的影响很大,这大大限制了其面阵大小、寿命、显示均匀性等性能。在AMLCD像素中,薄膜晶体管(Thin Film Transistors, TFTs)通常用作开关, TFTs电学特性变化可以通过增大栅压或延长充电时间来进行补偿,而在AMOLED像素中, TFTs不仅用作开关,还被用于为OLED(organic light-emitting diode,有机发光二极管)提供电流的驱动晶体管,驱动TFTs的电学特性变化(如阈值电压漂移、迁移率漂移),会导致OLED发光亮度的变化。因此像素中TFTs的电学特性漂移和退化成为制约AMOLED发展的一个主要障碍。

[0003] 为了解决上述问题,学术界和产业界提出了很多方法,其中电流编程型像素是一个好的解决方法,电流编程型像素可以不受TFTs电学参数变化的影响,可以很好的补偿阈值电压漂移、迁移率漂移、IR Drop等非理想效应,但是电流型编程型像素存在的最大问题是编程速度慢。还有一类方法是电压编程型像素,此类像素通过合理的结构和时序设计,可以对阈值电压等非理想效应进行补偿,是目前应用最为广泛的一类AMOLED像素结构。

[0004] 为了解决上述问题,人们提出了很多种补偿方案,作为现有技术中较为典型的补偿方案之一,图1所示为现有技术中的一种电压编程型AMOLED像素电路结构示意图,图2所示为现有技术中的一种电压编程型AMOLED像素电路的驱动时序示意图。如图1和图2所示,该方案通过有效的时序操作,使得在发光阶段,该电压编程型AMOLED像素电路的驱动电流与驱动晶体管T2'的阈值电压及OLED阈值电压是无关的,且由于耦合电容C1'和补偿电容C2'在设计时已经确定,所以发光电流仅受输出电压信号Vdata的影响。因此,该电压编程型AMOLED像素电路中驱动晶体管T2'的阈值电压和OLED阈值电压的漂移可以有效地被补偿,使得OLED发光电流恒定,从而提高AMOLED显示面板亮度的均匀性。

[0005] 但传统的阈值电压补偿方法通常是对像素中的驱动晶体管进行补偿,上述所提出的电压编程型AMOLED像素电路中也是对驱动晶体管T2'进行补偿,此类补偿方法虽然可以在一定程度上对阈值电压漂移进行补偿,但是其仿真和测试结果均显示,随着阈值电压漂移的增大,流过OLED的电流也出现一定的变化。研究显示,除了工艺偏差外,长期处于偏置状态也会使得TFTs产生阈值电压和迁移率的漂移,而传统补偿方法所补偿的驱动晶体管在整个发光阶段都处于偏置状态,这会加速TFTs阈值电压和迁移率的变化,并且当阈值电压变化达到一定程度时,传统补偿方法的补偿作用将被大大降低。

发明内容

[0006] 鉴于以上所述现有技术的缺点,本发明的目的在于提供一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法,用于解决采用传统补偿方法所补偿的驱动晶体管在整个发光阶段都处于偏置状态,会加速TFTs阈值电压和迁移率的变化,并且当阈值电压变化达到一定程度时,传统补偿方法的补偿作用被大大降低的问题。

[0007] 为实现上述目的及其他相关目的,本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路,所述电压编程型AMOLED像素电路包括:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管、第五开关晶体管、第六开关晶体管、第七开关晶体管、驱动晶体管、第一电容、第二电容以及有机发光二极管,其中:

[0008] 所述第一开关晶体管的第一电极连接电源电压,第二电极连接所述第二开关晶体管的第二电极、所述第六开关晶体管的第一电极、所述第七开关晶体管的第一电极及所述第一电容的第一端,栅极连接第一控制信号;所述第二开关晶体管的第一电极连接所述第二电容的第二端及所述驱动晶体管的栅极、栅极连接第二控制信号,所述第二电容的第一端连接电源电压;所述第三开关晶体管的第一电极连接地电压,第二电极连接所述第一电容的第二端以及所述第五开关晶体管的第一电极,栅极连接第三控制信号、所述第五开关晶体管的栅极及所述第四开关晶体管的栅极;所述第四开关晶体管的第一电极连接数据信号,第二电极连接所述第五开关晶体管的第二电极及所述第六开关晶体管的栅极;所述第六开关晶体管的第二电极连接地电压;所述第七开关晶体管的第二电极连接所述有机发光二极管的第一端及所述驱动晶体管的第二电极,栅极连接所述有机发光二极管的第二端及第四控制信号。所述驱动晶体管的第一电极连接电源电压。

[0009] 优选地,所述第一电极为源极,所述第二电极为漏极;所述驱动晶体管、所述第一开关晶体管、第二开关晶体管、第五开关晶体管及第六开关晶体管为PMOS管,所述第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管为NMOS管;所述有机发光二极管的第一端为正极、第二端为负极。

[0010] 优选地,所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态,在发光阶段没有处于偏置状态。

[0011] 本发明还提供一种电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法,所述驱动方法包括:

[0012] 预充电阶段:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管导通,第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,存储在A点的电压被充电到像素电源电压,完成预充电操作;

[0013] 阈值电压检测阶段:第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管导通,第一开关晶体管、第二开关晶体管及第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,第六开关晶体管的阈值电压及输入电压信号存储到第一电容上;

[0014] 编程阶段:第二开关晶体管、第五开关晶体管及第七开关晶体管导通,第一开关晶体管、第三开关晶体管及第四开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于不发光的反偏状态,编程电流由电源电压经过驱动晶体管、第六开关晶体管流向地电压;

[0015] 发光阶段:第一开关晶体管、第二开关晶体管、第五开关晶体管及第七开关晶体管关闭,第三开关晶体管及第五开关晶体管关闭,使得有机发光二极管处于发光的正偏状态,

发光电流由电源电压经过驱动晶体管、有机发光二极管流向地电压。

[0016] 优选地,在所述阈值电压检测阶段中,A点的电压为:

$$[0017] \quad V_A = V_{data} + V_{th}$$

[0018] 式中, V_A 为A点电压值, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

[0019] 优选地,在所述阈值电压检测阶段中,存储在第一电容两端A点和B点的电压差为:

$$[0020] \quad V_A - V_B = V_{data} + V_{th}$$

[0021] 式中, V_A 为A点电压值, V_B 为B点电压值, $V_A - V_B$ 为第六开关晶体管的栅源电压, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

[0022] 优选地,在所述编程阶段中,流过所述驱动晶体管及所述第六开关晶体管的编程电流为:

$$[0023] \quad I_P = \beta(V_{data} + V_{th} - V_{th})^2 = \beta V_{data}^2$$

[0024] 式中, $\beta = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)$, μ_X 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L}\right)$ 为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

[0025] 优选地,在所述发光阶段中,所述驱动晶体管工作在饱和状态,所述驱动晶体管的栅源电压保持不变,流过所述有机发光二极管的发光电流与编程电流相等。

[0026] 优选地,所述发光电流为:

$$[0027] \quad I_{OLED} = I_P = \beta V_{data}^2$$

[0028] 式中, I_P 为流过驱动晶体管及第六开关晶体管的编程电流, $\beta = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)$, μ_X 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L}\right)$ 为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号。

[0029] 优选地,所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态,在发光阶段没有处于偏置状态。

[0030] 如上所述,本发明的电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法,具有以下有益效果:

[0031] 本发明中在发光阶段流过有机发光二极管OLED的发光电流与各个像素点的阈值电压无关,使得阈值电压漂移引起的显示不均匀问题得到有效解决,同时,用于控制编程电流 I_P 的开关晶体管仅在编程阶段处于偏置状态,在很长时间的发光阶段没有处于偏置状态,因此其阈值电压退化现象得到减缓,延长了该补偿方法的有效时间。同时,由于补偿晶体管处于偏置状态的时间较短,本发明还可以在在一定程度上缓解迁移率的退化,从而进一步减小非理想效应对发光电流的影响。

附图说明

[0032] 图1显示为现有技术中电压编程型AMOLED像素电路结构示意图。

[0033] 图2显示为现有技术中电压编程型AMOLED像素电路的驱动时序示意图。

[0034] 图3显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路结构示意图。

[0035] 图4显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路的驱动时序示意图。

[0036] 图5显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路在预充电阶段的等效电路结构示

意图。

[0037] 图6显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路在阈值电压检测阶段的等效电路结构示意图。

[0038] 图7显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路在编程阶段的等效电路结构示意图。

[0039] 图8显示为本发明中电压编程型AMOLED像素电路在发光阶段的等效电路结构示意图。

[0040] 元件标号说明

[0041]	Vscan1~	第一控制信号~	T1~T7	第一开关晶体管~
[0042]	Vscan4	第四控制信号		第七开关晶体管
[0043]	C1'	耦合电容	C1	第一储存电容
[0044]	C2'	补偿电容	C2	第二储存电容
[0045]	T2'	驱动晶体管	T _{drive}	驱动晶体管
[0046]	Vems	发光控制线	OLED	有机发光二极管
[0047]	VSS	参考地电压	Vdata	输入电压信号
[0048]	VDD	电源电压		

具体实施方式

[0049] 以下通过特定的具体实例说明本发明的实施方式,本领域技术人员可由本说明书所揭露的内容轻易地了解本发明的其他优点与功效。本发明还可以通过另外不同的具体实施方式加以实施或应用,本说明书中的各项细节也可以基于不同观点与应用,在没有背离本发明的精神下进行各种修饰或改变。

[0050] 请参阅图3~图8。需要说明的是,本实施例中所提供的图示仅以示意方式说明本发明的基本构想,遂图式中仅显示与本发明中有关的组件而非按照实际实施时的组件数目、形状及尺寸绘制,其实际实施时各组件的型态、数量及比例可为一种随意的改变,且其组件布局型态也可能更为复杂。

[0051] 本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法,所述像素电路可以有效的对晶体管的阈值电压漂移问题进行有效补偿,与传统补偿方法不同,本发明中的像素没有直接对像素中的驱动晶体管进行补偿,而是对驱动晶体管之外的编程晶体管进行阈值电压补偿,由于所补偿的晶体管只在编程阶段处于偏置状态,而编程阶段相比发光阶段时间很短,因此所补偿的晶体管的阈值电压漂移速度较传统像素结构所补偿的晶体管的阈值电压漂移速度较小,可以延长补偿方法的有效时间,同时,由于补偿晶体管处于偏置状态的时间较短,本发明还可以在在一定程度上缓解迁移率的退化,从而进一步减小非理想效应对发光电流的影响。

[0052] 实施例一

[0053] 如图3所示,本实施例提供一电压编程型AMOLED像素驱动电路,所述驱动电路包括:第一开关晶体管T1、第二开关晶体管T2、第三开关晶体管T3、第四开关晶体管T4、第五开关晶体管T5、第六开关晶体管T6、第七开关晶体管T7、驱动晶体管T_{drive}、第一电容C1、第二电容C2以及有机发光二极管OLED,简称为8T2C电路。所述第一电容C1及所述第二电容C2为储

存电容。

[0054] 所述第一开关晶体管T1的第一电极连接电源电压、第二电极连接所述第二开关晶体管T2的第二电极,所述第六开关晶体管T6的第一电极,所述第七开关晶体管T7的第一电极及第一电容C1的第一端、栅极连接第一控制信号Vscan1;

[0055] 所述第二开关晶体管T2的第一电极连接所述第二电容C2的第二端及所述驱动晶体管的栅极、栅极连接第二控制信号Vscan2,所述第二电容的第一端连接电源电压;

[0056] 所述第三开关晶体管T2的第一电极连接地电压、第二电极连接所述第一电容C1的第二端及所述第五晶体管的第一电极、栅极连接第三控制信号Vscan3,第五开关晶体管T5的栅极及第四开关晶体管T4的栅极;

[0057] 所述第四开关晶体管T4的第一电极连接数据信号Vdata、第二电极分别连接所述第五开关晶体管T5的第二电极及所述第六开关晶体管T6的栅极;

[0058] 所述第六开关晶体管T6的第二电极连接地电压VSS。其中,所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态,在发光阶段没有处于偏置状态。

[0059] 所述第七开关晶体管T7的第二电极分别连接有机发光二极管OLED的第一端及驱动晶体管T_{drive}的第二电极,栅极分别连接所述有机发光二极管OLED的第二端及第四控制信号Vscan4。

[0060] 所述驱动晶体管T_{drive}的第一电极连接电源电压VDD。

[0061] 其中,所述电源电压为电源电压VDD,所述地电压为参考地电压VSS,所述数据信号为输入电压信号Vdata。所述第一电极为源极,所述第二电极为漏极。所述驱动晶体管、所述第一开关晶体管T1、第二开关晶体管、第五开关晶体管及第六开关晶体管为PMOS管。所述第三开关晶体管、第四开关晶体管及第七开关晶体管为NMOS管。所述第一电容C1及第二电容C2的第一端为上极板,第一电容C1及第二电容C2的第二端为下极板;所述有机发光二极管OLED的第一端为正极、第二端为负极。

[0062] 实施例二

[0063] 如图3~图8所示,根据实施例一,本实施例提供的电压编程型AMOLED像素电路的驱动方法,包括预充电阶段、阈值电压检测阶段、编程阶段和发光阶段,具体介绍如下:

[0064] 预充电阶段:如图4所示,第一控制信号Vscan1及第二控制信号Vscan2输入低电平,第三控制信号Vscan3及第四控制信号Vscan4输入高电平,使第一开关晶体管T1、第二开关晶体管T2、第三开关晶体管T3、第四开关晶体管T4及第七开关晶体管T7导通,第五开关晶体管T5关闭,由于第四控制信号Vscan4为高电平,所述有机发光二极管OLED处于不发光的反偏状态,这种反偏状态可以有效减缓有机发光二极管OLED本身在长时间发光下引起的老化亮度下降的情况。此时等效电路如图5所示,存储在A点的电压被充电到像素电源电压VDD,完成预充电操作。

[0065] 阈值电压检测阶段:如图4所示,第一控制信号Vscan1、第二控制信号Vscan2、第三控制信号Vscan3及第四控制信号Vscan4均输入高电平,使第三开关晶体管T3、第四开关晶体管T4、及第七开关晶体管T7导通,第一开关晶体管T1、第二开关晶体管T2及第五开关晶体管T5关闭,同样,由于第四控制信号Vscan4为高电平,使得有机发光二极管OLED处于不发光的反偏状态。此时等效电路如图6所示,存储在A点的电荷通过第六开关晶体管T6进行放电,直到T6被关闭,由于整个编程时间较发光时间很短,因此我们忽略亚阈值电流的影响,最终

A点电压 V_A 可以表示为:

$$[0066] \quad V_A = V_{data} + V_{th} \quad (1)$$

[0067] 式(1)中, V_A 为A点电压值, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

[0068] 第六开关晶体管T6的阈值电压和输入电压信号之和存储到第一电容C1上,存储在第一电容C1两端的电压差为:

$$[0069] \quad V_A - V_B = V_{data} + V_{th} \quad (2)$$

[0070] 式(2)中, V_A 为A点电压值, V_B 为B点电压值, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压。

[0071] 编程阶段:如图4所示,第一控制信号Vscan1及第四控制信号Vscan4输入高电平,第二控制信号Vscan2及第三控制信号Vscan3输入低电平,使第二开关晶体管T2、第五开关晶体管T5及第七开关晶体管T7导通,第一开关晶体管T1、第三开关晶体管T3及第四开关晶体管T4关闭,同样,由于第四控制信号Vscan4为高电平,使得有机发光二极管OLED处于不发光的反偏状态。此时等效电路如图7所示,第一电容C1的下极板B点与第六开关晶体管T6的栅极连接,A点与第二电容C2的下极板连接,驱动晶体管的栅极和漏极短接,驱动晶体管T_{drive}工作在饱和状态,存储在第二电容C2两端的电压差(即驱动晶体管T_{drive}的栅源电压)驱动驱动晶体管T_{drive}产生编程电流 I_P ,且由于有机发光二极管OLED反偏,编程电流 I_P 由电源电压VDD经过驱动晶体管、第六开关晶体管T6流向参考地,并且由于第一电容C1的下极板处于浮空状态,导致第一电容C1两端A点和B点的电压差(即第六晶体管的栅源电压)不变,因此编程电流 I_P 可以表示为:

$$[0072] \quad I_P = \beta(V_{data} + V_{th} - V_{th})^2 = \beta V_{data}^2 \quad (3)$$

[0073] 式(3)中, $\beta = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$, μ_X 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L} \right)$

为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号, V_{th} 为第六开关晶体管的阈值电压,X对应P型。

[0074] 当然不同的晶体管, β 值是不同的,例如第*i*个晶体管,可以表示成

$$\beta_i = \frac{1}{2} \mu_X C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_i, X \text{ 对应P型或N型}。$$

[0075] 从公式(3)中可以看到,在其他参数不变的情况下,流过驱动晶体管和第六开关晶体管T6的编程电流 I_P 的值与第六开关晶体管的阈值电压 V_{th} 无关。

[0076] 发光阶段:如图4所示,第一控制信号Vscan1、第二控制信号Vscan2及第四控制信号Vscan4输入高电平,第三控制信号Vscan3输入低电平, V_{data} 变为参考地电压VSS,使第一开关晶体管T1、第二开关晶体管T2、第五开关晶体管T5及第七开关晶体管T7关闭,第三开关晶体管T3及第五开关晶体管T5关闭,由于第四控制信号Vscan4为低电平,使得有机发光二极管OLED由反偏状态变为正偏状态,有机发光二极管OLED开始发光,流过有机发光二极管OLED的电流表示为 I_{OLED} 。此时等效电路如图8所示,第二电容C2的下级板与驱动晶体管T_{drive}的栅极相连,处于浮空状态,因此存储在第二电容C2两端的电压保持不变,即驱动晶体管T_{drive}的栅源电压不变,驱动晶体管T_{drive}和有机发光二极管OLED处于串联状态,因此流过有

机发光二极管OLED的发光电流 I_{OLED} 与流过驱动晶体管 T_{drive} 的电流相等,而且由于驱动晶体管 T_{drive} 工作在饱和状态,其栅源电压与其编程阶段的栅源电压相等,所以有:

$$[0077] \quad I_{OLED} = I_P = \beta V_{data}^2 \quad (4)$$

[0078] 式(4)中, I_P 为流过驱动晶体管及第六开关晶体管的编程电流, $\beta = \frac{1}{2} \mu_x C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)$, μ_x 为载流子迁移率, C_{ox} 为单位面积氧化层电容, $\left(\frac{W}{L} \right)$ 为第六晶体管的宽长比, V_{data} 为输入电压信号。

[0079] 从公式(4)中可以看到,在其他参数不变的情况下,发光阶段流过有机发光二极管OLED的发光电流的值只与 V_{data} 有关,而且与第六晶体管的阈值电压 V_{th} 及有机发光二极管OLED的阈值电压无关。

[0080] 对于用于控制编程电流的第六开关晶体管T6,在发光阶段,第六开关晶体管T6栅极和漏极均连接地电压,由于发光时间较编程时间很长,因此存储在A点的电荷可以通过第六开关晶体管T6进行放电,使得A点最终电压接近参考地电压VSS,也就是说第六开关晶体管T6在发光阶段没有处于偏置状态,从而其阈值电压和迁移率随着时间的漂移减缓,延长补偿方法的有效时间。所述第六开关晶体管在编程阶段处于偏置状态,在发光阶段没有处于偏置状态。

[0081] 当然,本领域技术人员可以对本发明提出的像素电路结构及驱动方法作适当变更,例如适当变更像素电路各个开关晶体管的种类(P型或N型),将各个晶体管的源极和漏极的电连接关系互换等。

[0082] 综上所述,本发明中在发光阶段流过有机发光二极管OLED的发光电流与各个像素点的阈值电压无关,使得阈值电压漂移引起的显示不均匀问题得到有效解决,同时,用于控制编程电流 I_P 的开关晶体管仅在编程阶段处于偏置状态,在很长时间的发光阶段没有处于偏置状态,因此其阈值电压退化现象得到减缓,延长了该补偿方法的有效时间。同时,由于补偿晶体管处于偏置状态的时间较短,本发明还可以在在一定程度上缓解迁移率的退化,从而进一步减小非理想效应对发光电流的影响。

[0083] 所以,本发明有效克服了现有技术中的种种缺点而具高度产业利用价值。

[0084] 上述实施例仅例示性说明本发明的原理及其功效,而非用于限制本发明。任何熟悉此技术的人士皆可在不违背本发明的精神及范畴下,对上述实施例进行修饰或改变。因此,举凡所属技术领域中具有通常知识者在未脱离本发明所揭示的精神与技术思想下所完成的一切等效修饰或改变,仍应由本发明的权利要求所涵盖。

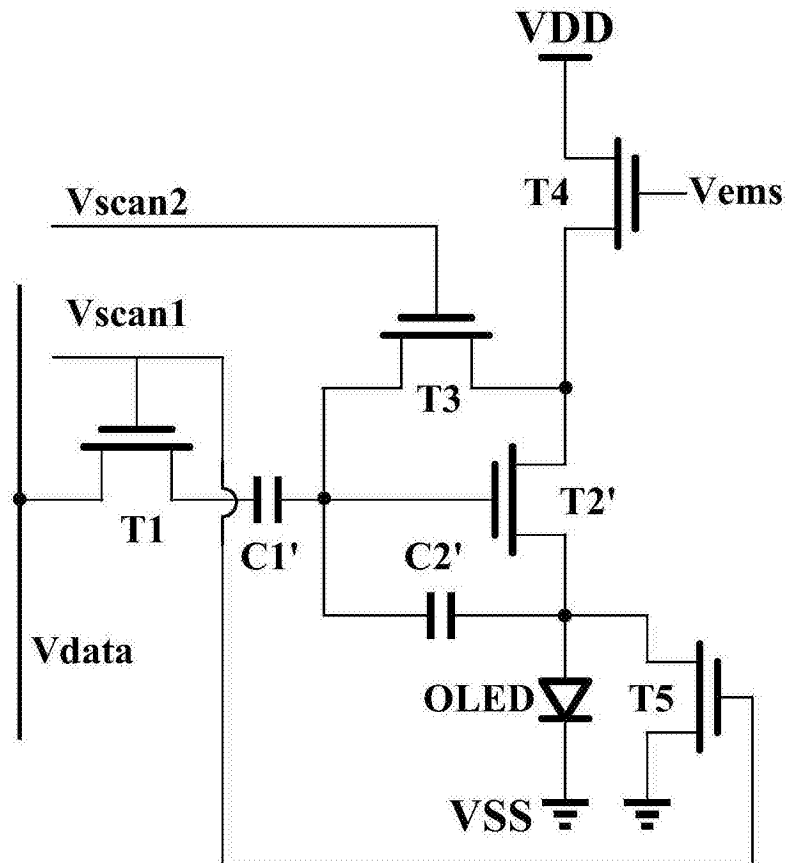


图1

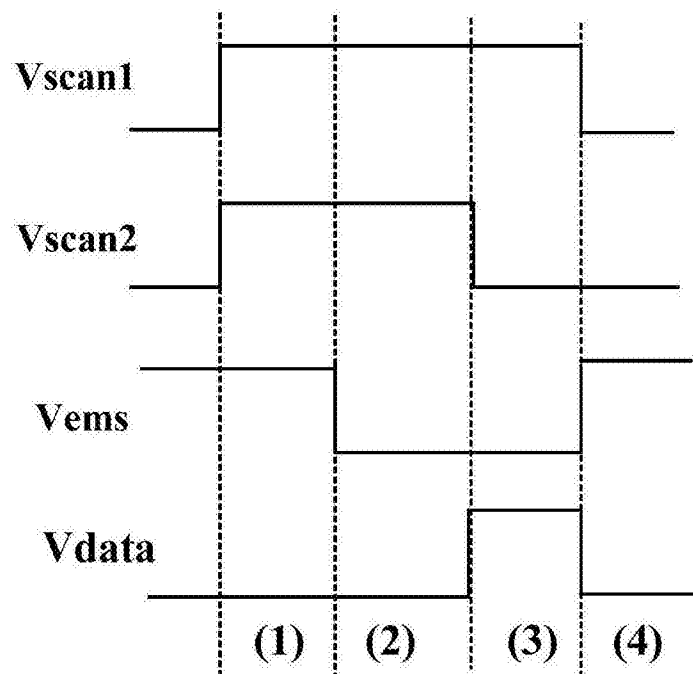


图2

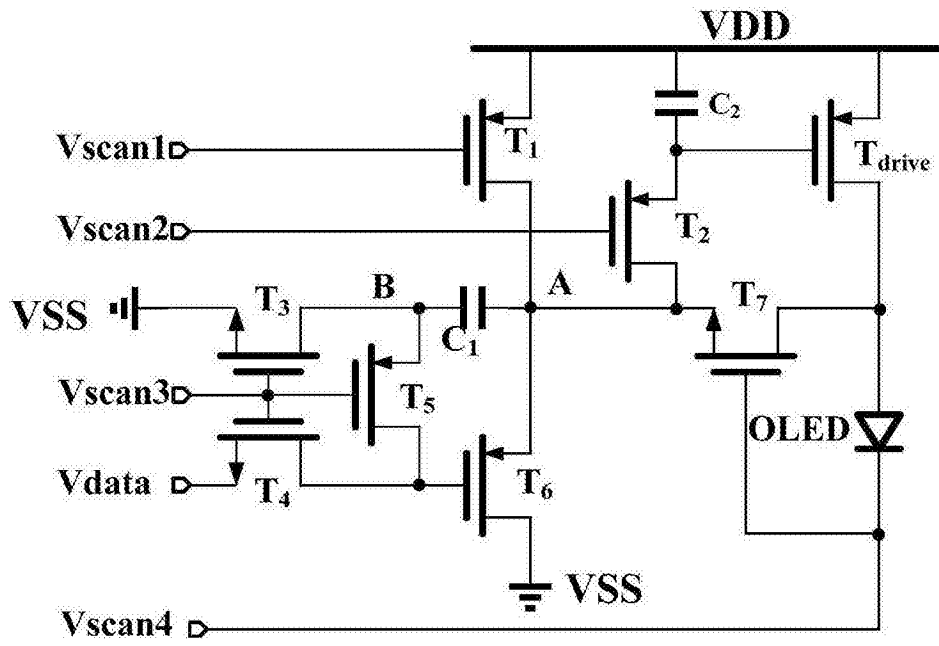


图3

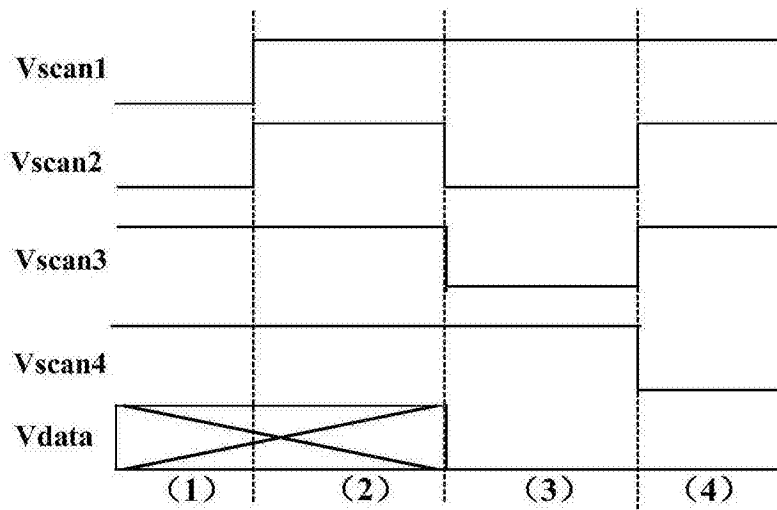


图4

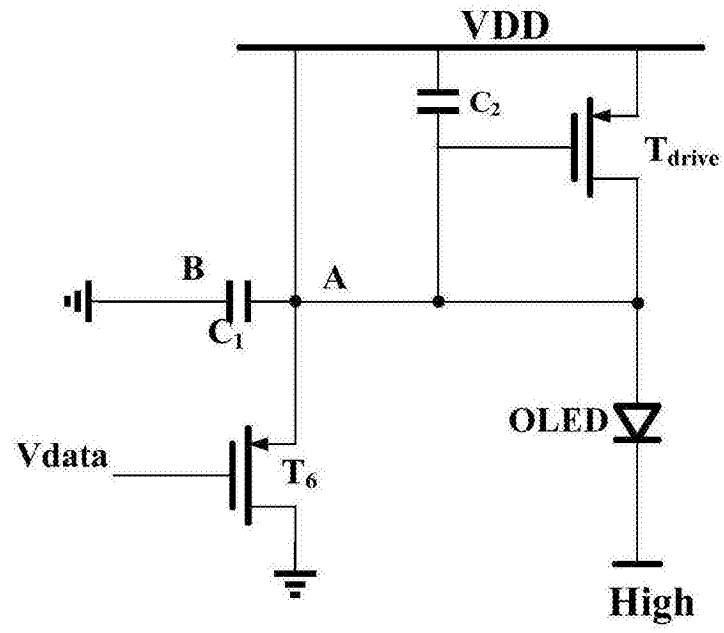


图5

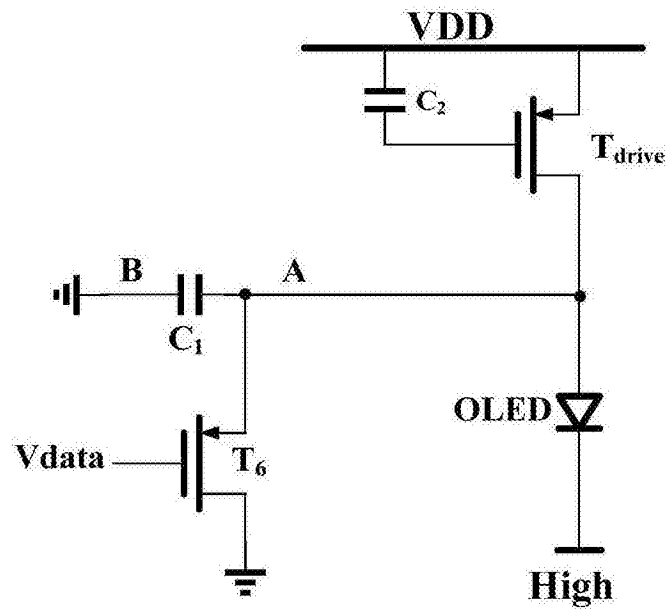


图6

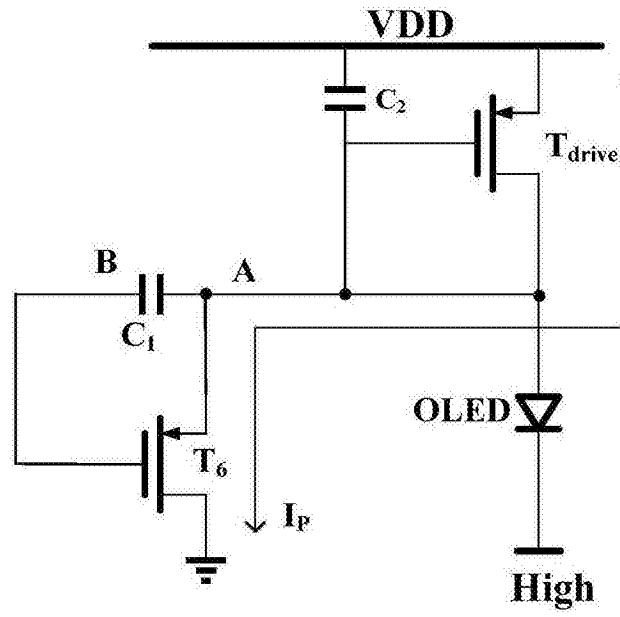


图7

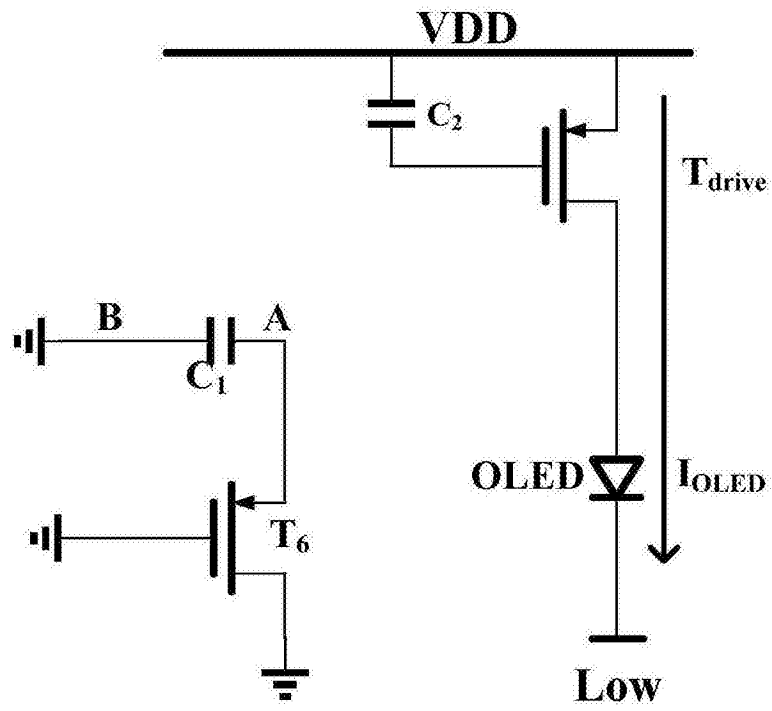


图8

专利名称(译)	一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法		
公开(公告)号	CN106057128A	公开(公告)日	2016-10-26
申请号	CN201610719752.2	申请日	2016-08-24
[标]申请(专利权)人(译)	中国科学院上海高等研究院		
申请(专利权)人(译)	中国科学院上海高等研究院		
当前申请(专利权)人(译)	中国科学院上海高等研究院		
[标]发明人	汪辉 黄尊恺 田犁 章琦 汪宁 黄景林 叶汇贤		
发明人	汪辉 黄尊恺 田犁 章琦 汪宁 黄景林 叶汇贤		
IPC分类号	G09G3/3233		
CPC分类号	G09G2300/0819 G09G3/3233		
代理人(译)	余明伟		
其他公开文献	CN106057128B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路，包括：第一开关晶体管、第二开关晶体管、第三开关晶体管、第四开关晶体管、第五开关晶体管、第六开关晶体管、第七开关晶体管、驱动晶体管、第一电容、第二电容以及有机发光二极管。本发明提供一种电压编程型AMOLED像素电路及其驱动方法，用于解决现有技术中传统补偿方法所补偿的驱动晶体管在整个发光阶段都处于偏置状态，会加速TFTs阈值电压和迁移率的变化，并且当阈值电压变化达到一定程度时，传统补偿方法的补偿作用被大大降低的问题。

