



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108269531 B

(45)授权公告日 2019.08.23

(21)申请号 201810183014.X

(22)申请日 2018.03.06

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 108269531 A

(43)申请公布日 2018.07.10

(73)专利权人 福建华佳彩有限公司

地址 351100 福建省莆田市涵江区涵中西
路1号

(72)发明人 不公告发明人

(74)专利代理机构 福州市景弘专利代理事务所

(普通合伙) 35219

代理人 林祥翔 徐剑兵

(51)Int.Cl.

G09G 3/3225(2016.01)

(56)对比文件

CN 101266757 A, 2008.09.17,

CN 106205486 A, 2016.12.07,

CN 104715724 A, 2015.06.17,

US 2017263183 A1, 2017.09.14,

审查员 张梦泽

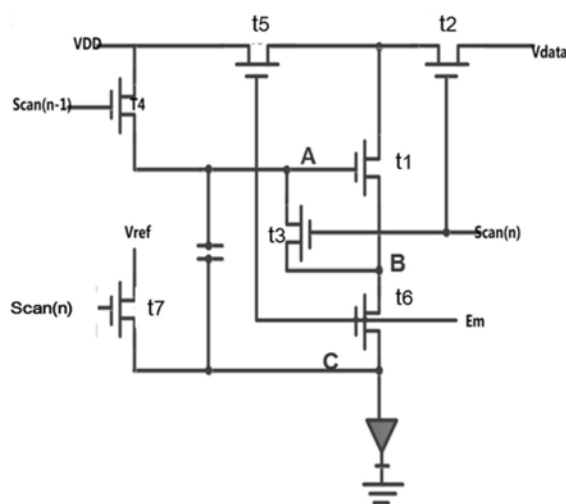
权利要求书1页 说明书4页 附图4页

(54)发明名称

OLED像素补偿电路

(57)摘要

一种OLED像素补偿电路,包括开关管T1、T2、T3、T4,所述开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD连接;所述T4的使能端与上一级扫描驱动信号连接;所述T2、T3的使能端与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源端通过T2与阈值电压输出端连接;T1的使能端与T3的源端连接,T1与T3的漏极相互连接。解决现有技术补偿电压提取不够精密,像素补偿效果不好的问题。



1. 一种OLED像素补偿电路,其特征在于,包括开关管T1、T2、T3、T4,所述开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD连接;所述T4的使能端与上一级扫描驱动信号连接;所述T2、T3的使能端与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源端通过T2与阈值电压输出端连接;T1的使能端与T3的源端连接,T1与T3的漏极相互连接,还包括电容C1,所述电容C1的一端与T1的使能端连接,另一端与OLED正极连接,OLED的负极接地,还包括开关管T7,所述开关管T7的使能端与上一级扫描驱动信号连接,源端与电容C1的另一端连接,漏极与参考信号Vref连接,还包括开关管T5、T6,所述开关管T5、T6的使能端与发光驱动信号连接;所述VDD通过T5、T1、T6与OLED正极连接。

2. 根据权利要求1所述的OLED像素补偿电路,其特征在于,所述开关管为薄膜晶体管。

3. 根据权利要求1所述的OLED像素补偿电路,其特征在于,所述发光驱动信号用于在上一级扫描驱动信号始至当前级扫描驱动信号终的时间内输出低电平。

OLED像素补偿电路

技术领域

[0001] 本发明涉及OLED面板显示技术,尤其涉及一种能够有效抑制TFT对OLED发光亮度影响的像素补偿电路。

背景技术

[0002] 有机发光二极管(Organic Light Emitting Diode,OLED)依驱动方式可分为被动式矩阵驱动(Passive Matrix OLED,PMOLED)和主动式矩阵驱动(Active Matrix OLED,AMOLED)两种。其中,PMOLED是当数据未写入时并不发光,只在数据写入期间发光。这种驱动方式结构简单、成本较低、较容易设计,主要适用于中小尺寸的显示器。

[0003] 最后,AM代表Active Matrix,是相对于Passive Matrix而言的,是指每个OLED像素的驱动方式。在Passive Matrix中,每个像素的控制是通过一个复杂的电极网络来实现的,从而实现某个像素的充放电,总体来说,Passive Matrix的控制方式相对速度较慢,控制精度也稍低。而与Passive Matrix不同,Active Matrix则是在每个LED上都加装了TFT和电容层,这样在某一列某一行通电激活相交的那个像素时,像素中的电容层能够在两次刷新之间保持充电状态,从而实现更快速和更精确的像素发光控制。

[0004] 由于AMOLED面板上的电压VDD于每个像素间都连接在一起,当驱动发光时,电压VDD上会有电流流过。考虑到VDD金属线本身具有阻抗,会有压降存在,造成每一像素的VDD会出现差异,导致不同像素间存在电流差异。如此一来,流经OLED的电流不同,所产生的亮度也不同,进而AMOLED面板不均匀。另外,由于制程的影响,每一像素中的薄膜晶体管的阈值电压均不相同,即使提供相同数值的电压Vdata,其所产生的电流仍然会有差异,这也将造成面板不均匀。此外,如果采用像素补偿电路对上述电压进行补偿,大部分补偿电路又会受限于扫描时间太短而影响补偿效果。

[0005] 有鉴于此,如何设计一种用于AMOLED面板的像素补偿电路,以有效地改进或消除上述面板不均匀等诸多缺陷,是业内相关技术人员亟待解决的一项课题。

发明内容

[0006] 为此,需要提供一种新的OLED像素补偿电路,解决现有技术补偿电压提取不够精密,像素补偿效果不好的问题。

[0007] 为实现上述目的,发明人提供了一种OLED像素补偿电路,包括开关管T1、T2、T3、T4,所述开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD连接;所述T4的使能端与上一级扫描驱动信号连接;所述T2、T3的使能端与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源端通过T2与阈值电压输出端连接;T1的使能端与T3的源端连接,T1与T3的漏极相互连接。

[0008] 进一步地,还包括电容C1,所述电容C1的一端与T1的使能端连接,另一端与OLED正极连接,OLED的负极接地。

[0009] 具体地,还包括开关管T7,所述开关管T7的使能端与上一级扫描驱动信号连接,源端与电容C1的另一端连接,漏极与参考信号Vref连接。

[0010] 进一步地,还包括开关管T5、T6,所述开关管T5、T6的使能端与发光驱动信号连接;所述VDD通过T5、T1、T6与OLED正极连接。

[0011] 具体地,所述开关管为薄膜晶体管。

[0012] 进一步地,所述面板发光驱动信号用于在上一级扫描驱动信号始至当前级扫描驱动信号终的是时间内输出低电平。

[0013] 区别于现有技术,上述技术方案通过增加缓存量提供内存变频时候的数据输出,使得内存存在进行变频的时候都不会显示卡顿,并且能够进一步达到任意时刻进行DDR变频而不影响显示的效果。

附图说明

[0014] 图1为具体实施方式所述的像素补偿电路示意图;

[0015] 图2为具体实施方式所述的补偿讯号示意图;

[0016] 图3为具体实施方式所述的复位阶段电路信号示意图;

[0017] 图4为具体实施方式所述的维持阶段电路信号示意图;

[0018] 图5为具体实施方式所述的阈值电压提取阶段电路信号示意图;

[0019] 图6为具体实施方式所述的发光阶段电路信号示意图;

[0020] 图7为具体实施方式所述的仿真结果示意图。

具体实施方式

[0021] 为详细说明技术方案的技术内容、构造特征、所实现目的及效果,以下结合具体实施例并配合附图详予说明。

[0022] 请参阅图1,一种OLED像素补偿电路,包括开关管T1、T2、T3、T4,所述开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD连接;所述T4的使能端与上一级扫描驱动信号连接;所述T2、T3的使能端与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源端通过T2与阈值电压输出端连接;T1的使能端与T3的源端连接,T1与T3的漏极相互连接。这里所述的开关管可以是P场效应管、N场效应管、三极管等多种实施方式,对应的使能端为栅极或基极,其余的开关管端根据本领域技术人员的常识可以确定接通即可,如开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD相连接,在开关管为三极管的情况下,即为三极管T1的基极与T4的发射极连接,T4的集电极再与电源电压VDD连接,在三极管替换为场效应管的实施例下,只需要对应安装即可。接下来我们以开关管为TFT薄膜晶体管为例进行说明,请参阅图1,T1的栅极与T4的漏极连接,T4的栅极接上一级扫描驱动信号scan(n-1),T4的源极与电源电压VDD连接,所述T2、T3的栅极与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源极与T2的源极连接,T2的漏极与阈值电压输出端Vdata连接;T1的栅极还与T3的源极连接,T1与T3的漏极相互连接,T1的漏极还通过场效应管开关T6与OLED的正极供电连接。其中扫描驱动信号是对于像素的行与行间间隔触发的时序脉冲信号,当前级脉冲信号为用于驱动像素所在行或者所在列的驱动信号,则上一级为上一行或上一列的脉冲信号。通过上述方案设计的电路,能够在上一级扫描驱动信号输入时复位A点的电压,使得在下一时序的当前级扫描驱动信号输入时,Vdata能够提取到更为精确的数据电压,能够达到精确补偿像素电压的效果。

[0023] 在图1所示的进一步的实施例中,图中还包括电容C1,所述电容C1的一端与T1的栅

极连接,另一端与OLED正极连接,OLED的负极接地。通过上述设计,C1能够在上一级扫描驱动信号结束后,当前级扫描驱动信号开始前,维持A点的电压,使用电容能够在这段时间内维持住电压不变,在当前级扫描驱动信号开始后,T1、T2和T3TFT打开,其它TFT仍关闭,C点电位不变,仍为ref,因T3TFT打开,A和B两点电位相等,但A点电压会发生变化,A点在这个阶段的起始电压为VDD,由于T1 TFT打开,A点电压会慢慢变低,A点电压会经T3、T1和T2流向Vdata,当A点和Vdata电压差 $V_{gs}(T1) = V_{th}$ 时,T1关闭,此时A点电压变为 $V_{data} + V_{th}$ 。A点电压与T1 TFT相关,完成T1 TFT V_{th} 提取。因此,通过设计电容C1,更好地达到了补偿电压(数据电压)提取的效果,使得提取的数据更加精确,更好地解决了像素电压补偿的问题。

[0024] 其他一些具体的实施例中,还包括开关管T7,以开关管为TFT管为例,T7的栅极与上一级扫描驱动信号scan(n-1)连接,源极与电容C1的另一端连接,漏极与参考信号Vref连接。参考信号为低电位,那么在导通的时候,C点电压也为低电平。通过设计开关管T7,能够更好地使得上一级扫描驱动信号也对C点电压进行复位,更好地确保了电容的两端电压,处于一个复位过的值上,同样也使得提取的数据更加精确,更好地解决了像素电压补偿的问题。

[0025] 在进一步的实施例中,这里还请看图1,电路还包括开关管T5、T6,以T5、T6为薄膜晶体管TFT为例,T5、T6的栅极与发光驱动信号连接;所述VDD通过T5、T1、T6与OLED正极连接,即,电源电压与T5的源极连接;T5的漏极与T1的源极连接,T1的漏极与T6的源极连接,T6的漏极与OLED的正极供电连接。T5、T6的作用在于设计一个根据发光驱动信号响应的供电开关单元,为了更好地实现该设计目的,所述发光驱动信号用于在上一级扫描驱动信号始至当前级扫描驱动信号终的时间内输出低电平。也就是说,在两级扫描驱动信号进行复位电压提取的操作过程中,T5T6都是常闭,不会影响OLED的正常工作,并因为T5T6的常闭使得提取的补偿电压即Vdata的值能够更精确。

[0026] 作为一个优选的实施例,包括TFT薄膜晶体管T1-T7;具体地,T1的栅极与T4的漏极连接,T4的栅极接上一级扫描驱动信号scan(n-1),T4的源极与电源电压VDD连接,所述T2、T3的栅极与当前级扫描驱动信号连接,所述T1的源极与T2的源极连接,T2的漏极与阈值电压输出端Vdata连接;T1的栅极还与T3的源极连接,T1与T3的漏极相互连接,T1的栅极还连接电容C1的一端,C1的另一端与OLED正极连接,OLED的负极接地;T7的栅极与上一级扫描驱动信号scan(n-1)连接,源极与电容C1的另一端连接,漏极与参考信号Vref连接;T5、T6的栅极与发光驱动信号连接;所述VDD电源电压与T5的源极连接;T5的漏极还与T1的源极连接,T1的漏极还与T6的源极连接,T6的漏极与OLED的正极连接。

[0027] 基于上面所述的装置,能够实现如下文介绍的一种具体补偿流程,图2为本发明补偿讯号示意图,共计四个阶段,分别为复位阶段t1、维持阶段t2、阈值电压提取和数据写入阶段t3和发光期间t4。更具体地,在复位阶段,主要复位A和C点电压,在维持阶段,各点电压不变,在补偿阶段主要提取T1 TFT的 V_{th} (阈值电压),最后在发光阶段,在驱动OLED device时,提取OLED的驱动电压(阳极电压)实现对OLED device补偿。以下为各阶段的具体过程:

[0028] 图3 t1复位阶段:结合图2我们看到,上一级扫描驱动信号scan(n-1)讯号为高电位,此时T1、T4和T7TFT全部打开,此时A点电位为VDD,C点电位为Vref,其中VDD为高电压,保证T1 TFT能够打开,Vref为低电位,保证OLED device关闭,此阶段完成A和C节点电位的复位。

[0029] 图4 t2维持阶段:scan和Em讯号都为低电位,所有的TFT都是关闭状态,故各点电位保持不变,C1起到更好地稳定电压的作用。

[0030] 图5 t3阈值电压提取阶段:scan(n)为高电位,scan(n-1)和Em为低电位,T1、T2和T3TFT打开,其它TFT仍关闭,C点电位不变,仍为ref,因T3TFT打开,A和B两点电位相等,但A点电压会发生变化,A点在这个阶段的起始电压为VDD,接着由于T1 TFT打开,A点电压会慢慢变低,A点电压会经T3、T1和T2流向Vdata,当A点和Vdata电压差 $V_{gs}(T1) = V_{th}$ 时,T1关闭,此时A点电压变为 $V_{data} + V_{th}$ 。A点电压与T1 TFT相关,完成T1 TFT V_{th} 提取。

[0031] 图6 t4发光阶段:scan变为低,Em讯号变成高电位,T1、T5和T6TFT打开,其它的TFT处于关闭状态,

[0032] 此时各点电位变化如下:

[0033] 由于此时OLED处于发光阶段,B点电位为OLED驱动电压 V_{OLED}

[0034] B: V_{OLED}

[0035] T6TFT打开,C点电位由Vref转变为 V_{OLED}

[0036] C: V_{OLED}

[0037] A点电位会受到电容C耦合效应,电容C两端在T3阶段的电压分别是Vref(C点)和 $V_{data} + V_{th}$ (A点),当到T4阶段时,C点电压变为 V_{OLED} ,故A点电压变为:

[0038] A: $V_{data} + V_{th} - V_{ref} + V_{OLED}$

[0039] 上述结果是认为A点电位是受电容100%耦合效应,即A点处电容C外无其它寄生电容。

[0040] 有饱和区电流公式 $I_{oled} = 1/2 * k * (V_{GS_T4} - V_{Th})^2$ 可得,OLED器件的最终驱动电流为:

[0041] $I_{oled} = 1/2K (V_{data} - V_{ref})^2$ (K是与TFT的size、mobility等相关的参数)

[0042] I_{oled} 只有数据讯号和参考电压Vref相关,而与 V_{th_T1} 和 V_{OLED} 无关;进而补偿T1晶体管的阈值电压飘逸和OLED器件驱动电压变化引起的显示不均。

[0043] 图7给出本发明的仿真结果,红色为传统的2T1C式电路载模拟仿真下的补偿参数表现,绿色为本发明实施方式模拟仿真下的补偿参数表现。可以看到,与传统的2T1C比较,本发明的补偿电路对TFT和OLED device恶化有很好的补偿效果。随着电压的变化,补偿效果降低的较为平滑。

[0044] 需要说明的是,尽管在本文中已经对上述各实施例进行了描述,但并非因此限制本发明的专利保护范围。因此,基于本发明的创新理念,对本文所述实施例进行的变更和修改,或利用本发明说明书及附图内容所作的等效结构或等效流程变换,直接或间接地将以上技术方案运用在其他相关的技术领域,均包括在本发明的专利保护范围之内。

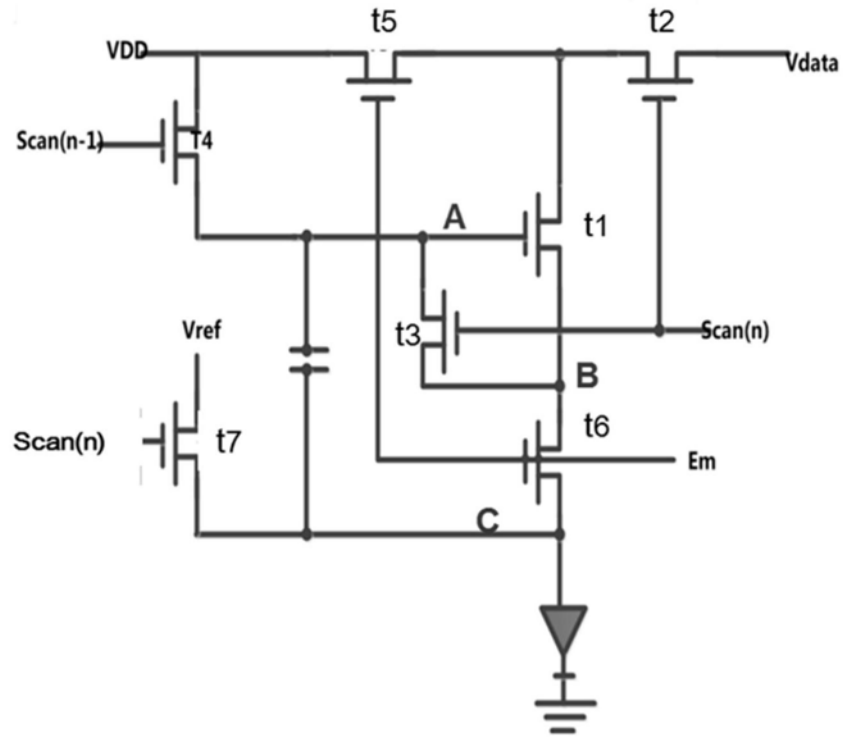


图1

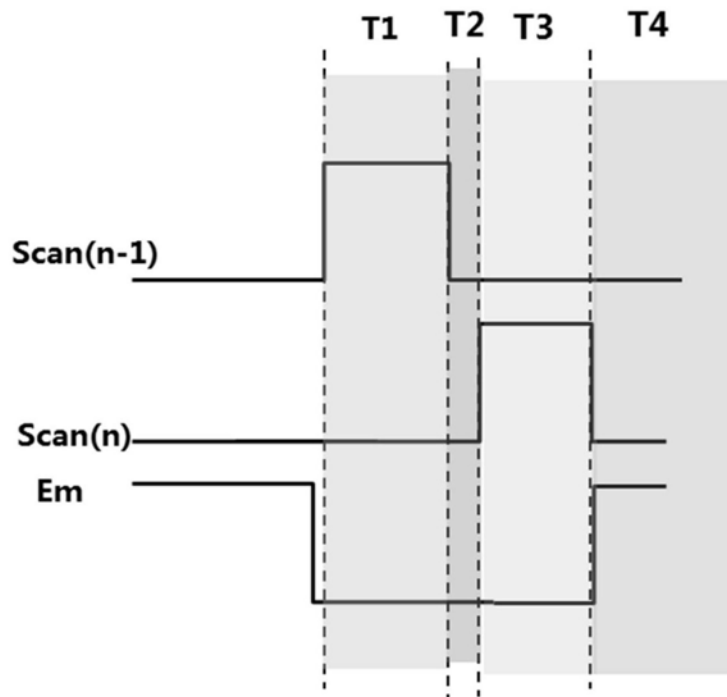


图2

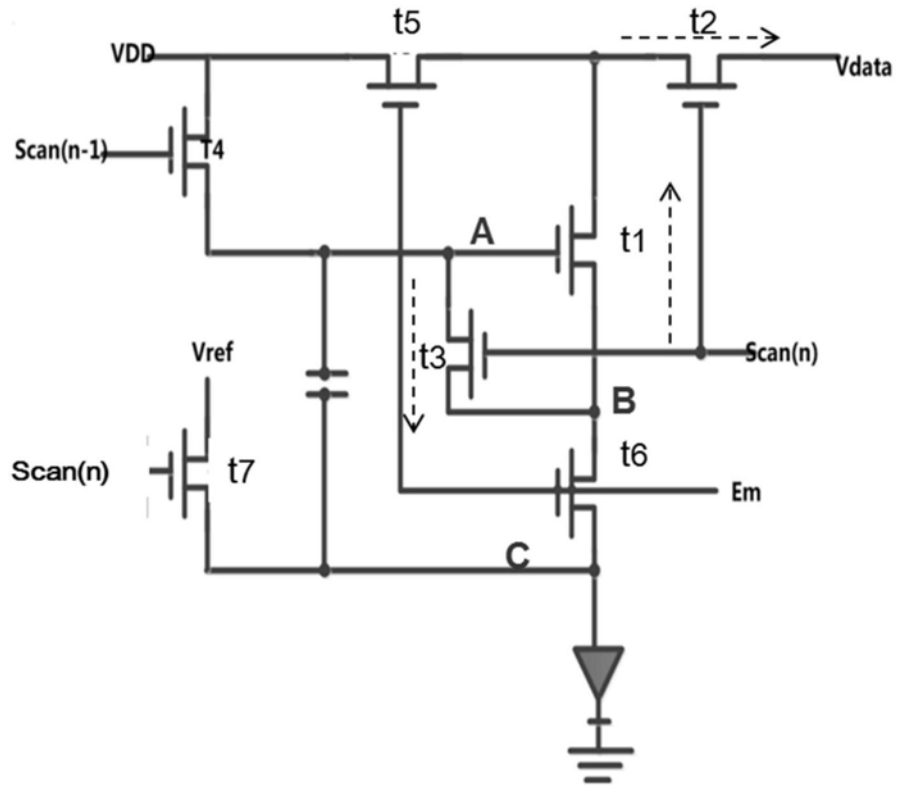


图5

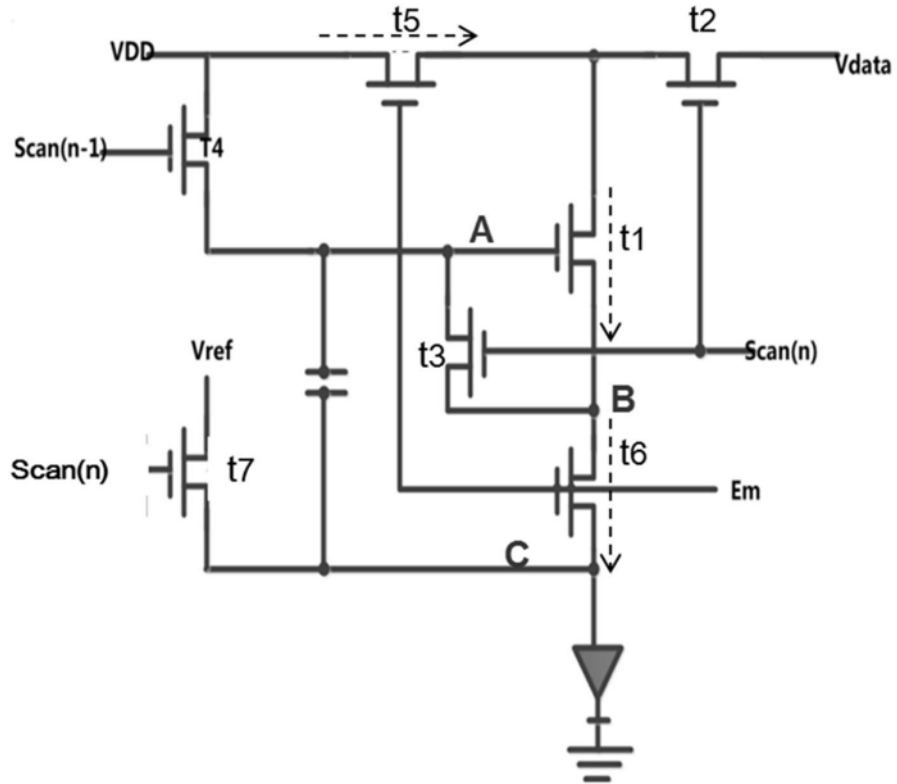


图6

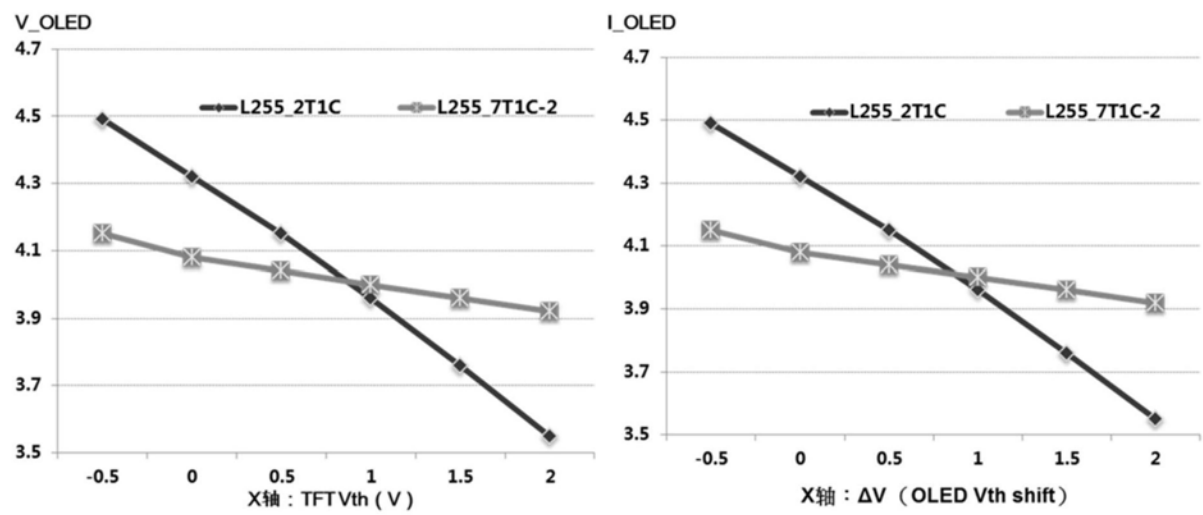


图7

一种OLED像素补偿电路，包括开关管T1、T2、T3、T4，所述开关管T1的使能端通过T4与电源电压VDD连接；所述T4的使能端与上一级扫描驱动信号连接；所述T2、T3的使能端与当前级扫描驱动信号连接，所述T1的源端通过T2与阈值电压输出端连接；T1的使能端与T3的源端连接，T1与T3的漏极相互连接。解决现有技术补偿电压提取不够精密，像素补偿效果不好的问题。

