

文章编号:1006-6268(2011)05-0011-11

AM- OLED 的像素电路集锦(一)

应根裕

(清华大学电子工程系,北京 100084)

摘要:用于 AM-OLED 的 LTPS TFTs 的阈值电压(V_{th})和沟道迁移率(μ)在空间分布上是不够均匀的,用于 AM-OLED 的 a-Si TFTs 的 V_{th} 和 μ 会随时间偏移,这些缺点会造成显示屏亮度的不均匀性和不稳定性。为此,需要引入各种像素补偿电路,使显示屏发光亮度的均匀性和稳定性符合商品要求(文章分为两期刊登,本篇为第一部分)。

关键词: 有源矩阵有机发光二极管显示器;低温多晶硅;非晶硅;薄膜晶体管;像素电路

中图分类号: TN141.9

文献标识码: B

A Collection of the Pixel Circuit Used in AM-OLED Display (I)

YING Gen-yu

(Department of Electronic Engineering Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The uniformity of the threshold (V_{th}) and electron mobility (μ) of LTPS TFTs used in AM- OLED is not good enough. The V_{th} and μ of a- Si TFTs used in AM- OLED shift time to time. This causes the non- uniformity and non- stability of the brightness in panel. To solve this issue, it is necessary to introduce different pixel compensation circuit, then making the uniformity and stability of the brightness in panel to meet commercial demands.

Keywords: active matrix organic light emitting diode (AM- OLED); low temperature polycrystalline silicon(LTPS); amorphous silicon(a- Si); thin film transistor(TFT); pixel circuit

引言

在 AM- LCD 中,亮度是由电压控制的,只要将像素电压的精度控制到几个毫伏,就可以限制不均匀性在所需要的约 $\pm 1\%$ 范围内。这是容易达到的,因为在 AM- LCD 中,像素 TFT 不需要对所传送的信号电压进行变换,只用作将信号电压直接从数据线传送到像素上的开关。而在 AM- OLED 中,亮度是由流过 OLED 自身的电流决定的,仍然要求将不均匀性控制在约 $\pm 1\%$ 的范围内,这意味着要求将 OLED 的电流

控制在约 $\pm 1\%$ 的范围内。由于大部分已有的 IC 电路都只传输电压信号,而不是电流信号,所以 AM- OLED 像素要完成一个困难的任务,即将电压信号转变为电流信号,然后将这个转变结果在一帧的周期内储存在像素内。实际的 AM- OLED 像素发展过程证明,这是一个很难完成的任务。近 13 年以来,曾经提出过超过百种包括从二管到十管(2T- 10T)的设计方案,按其作用原理 AM- OLED 像素可分为三大类:

(1) 只起 V/I 变换的像素:像素只具有将电压信

号转换成电流信号的功能;

(2) 具有补偿功能的像素:像素除了具有变换器功能外,还具有补偿功能;

(3) 电流模式像素:在显示屏的外回路中将电压信号转换成电流信号,并且经过数据线将电流信号传送到像素上,然后,像素对此信号进行分离、储存和显示。

1 只起 V/I 变换的像素(也叫变换器像素)

只起 V/I 变换的像素用一个类似于 AM-LCD 像素中的 TFT 开关将从数据线传过来的信号电压进行分离和储存,但是不同于 AM-LCD,这个电压被储存在控制流过 OLED 电流的第二个 TFT 的栅极上。这类变换器像素最简单和最通用的例子如图 1 所示,其中图 1(a)用于 LTPS TFT,图 1(b)用于 a-Si:H TFT,它们都有一个选址 TFT M1、一个驱动 TFT M2 和一个存储电容 C_{st} 。当 M1 被扫描线选址时,M1 导通,VDATA 被转移到 M2 的栅极上;当扫描线不选 M1 时,由于 C_{st} 的存在,VDATA 将保持在 M2 的栅极上,一般称之为 2T-1C 电路。

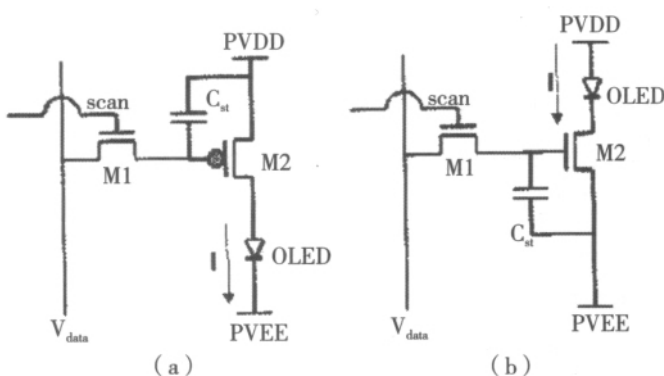


图 1 用于 LTPS 和 a-Si:H 的典型的 2T-1C 变换器像素:(a)用于 LTPS TFT;(b)用于 a-Si:H TFT

然而,这种设计简单的像素对下列因素都很敏感:TFT 的阈值电压(V_{th})和沟道迁移率(μ)、OLED 的启动电压和量子效率以及供电电源的瞬变过程。

由于与 a-Si 相比较,LTPS(低温多晶硅)具有更高的驱动能力、卓越的可靠性和较高的耐热性等优点,所以中、小型 AM-OLED 大都选用 LTPS。但是 LTPS TFT 的短程均匀性很差,显示全屏单色时,呈现出的画面仿佛是一扇沾满灰尘的窗户。因为 LTPS 主要采用准分子激光退火(ELA)工艺形成,在退火过程

中,TFT 的特性对激光束的功率密度非常敏感,所以激光束功率密度的起伏会造成屏幕亮度很大的不均匀性。此外,高成本的处理工艺也阻碍了它在大屏 AM-OLED 中的应用。虽然 a-Si 的 V_{th} 的起始均匀性非常好,但是它在寿命过程中的不稳定性,加上低的迁移率($0.5 \sim 1 \text{ cm}^2/\text{Vs}$)成为 a-Si 用于 AM-OLED 的瓶颈,只适合于小尺寸低分辨率的情况。a-Si:H TFT 不仅是 V_{th} ,沟道迁移率 μ 也会随时间退化,造成 OLED 的亮度随之成比例地变化。总的来说,过去 AM-OLED 产品主要集中在中、小屏幕。

近年来,情况有了变化。一方面由于近年来 AM-OLED 技术各个方面都有了长足的进步;另一方面,由于 AM-LCD 一路高歌向越来越大的基板发展,留下了一批低世代(四、五代)的生产线要找出路,只要对其添加晶化和离子注入两道工序便可轻易地转变为 AM-OLED 生产线。目前可以说,实现大屏 AM-OLED 已不是技术问题,而是如何降低生产成本的问题。

即使 TFT 的特性是完全均匀的和稳定的,OLED 的启动电压也会随曾经流过它的电流总量成比例地增加。当 OLED 的阳极与 N-TFT 的源极相连时,OLED 启动电压的增加意味着 TFT 的 V_{GS} 的降低,即 I_{OLED} 的下降。

AM-OLED 的各像素能同时导通,并同时发光。当许多相邻像素都工作于发出最大亮度的状态时,大量电流流经由透明导电层构成的公共电极,产生 IR 电压降,这会引起亮度的长程不均匀。对于大显示屏,IR 电压降效应尤为严重。

最后,即使上述全部因素都被避免,每个像素也都以正确的电流驱动 OLED,但是由于 OLED 的电光转换量子效率会随时间退化,仍然会引起不均匀。这种不可逆转的退化大约与流过 OLED 的电荷量总和成比例。

使用这种不带补偿的 2T-1C 像素电路,AM-OLED 亮度的不均匀性约为 50% 或者更大。

对于 LTPS,流过 OLED 的饱和电流 I 由下列公式确定:

$$I = (1/2)C_{ox}(\mu W/L)(V_{gs} - V_{th})^2 = (1/2)C_{ox}(\mu W/L)(PV_{DD} - V_{DATA} - V_{th})^2 = K(PV_{DD} - V_{DATA} - V_{th})^2 \quad (1)$$

式中 C_{ox} 、 μ 、 W 和 L 分别是 M2 的单位面积沟道电容、沟道迁移率、沟道宽度和沟道长度; V_{gs} 、 V_{th} 分别是 M2 的栅源极间电压和阈值电压;对于 a-Si:H,式(1)中的 $(PV_{DD} - V_{DATA})$ 用 $(V_{DATA} - PV_{EE})$ 代之。

方程(1)指出了影响屏面均匀性的 TFT 的两个参数 迁移率和阈值电压。经过简单的计算 ,可以得出电流的相对变化 $\delta I/I$ 与阈值电压变化 δV_{th} 和迁移率变化 $\delta \mu$ 的关系 :

$$\delta I/I = -2\delta V_{th}/(PV_{DD} - V_{DATA} - V_{th}) \quad (2)$$

$$\delta I/I = \delta \mu / \mu \quad (3)$$

当显示低灰度等级时 ,即 $(PV_{DD} - V_{DATA})$ 接近 V_{th} 时 , $\delta I/I$ 将变得非常大 ,这意味着显示低灰度等级时会有严重的不均匀性。相反 ,从方程(3)可知 ,在显示低灰度等级时 ,迁移率的变化对不均匀性的影响相对较小 ,因为式中 $\delta I/I$ 与灰度等级无关。LTPS 各个器件间输出特性的空间上的不均匀 ,使得流经 LTPS TFT 每个像素的电流难以均匀。采用图 1(a)所示的 2T-1C 驱动电路的 LTPS-TFT 显示屏 ,在低灰度下的亮度不均匀性即使在一个方向上限于 50 个 TFT 的小范围内也超过 30% ,而相邻 TFT 电流最大差别会达到 20% 以上。

解决不均匀性的一个方法是对每一个像素加补偿电路 ,补偿意味着必须对每一个像素中的驱动 TFT 的参数(例如阈值电压和迁移率)进行补偿 ,使输出电流变得与这些参数无关。实际上 ,存在太多的因素(例如各种寄生效应和与 RC 有关的在信号线上的延迟)使得补偿总是不那么完全。每一类显示屏都有其自己的长程和短程的不均匀度特性 ,所以应该仔细地设计补偿电路及其 TFT 处理窗口 ,以与显示屏的均匀度特性相匹配。

使用模拟驱动意味着灰度等级是由电压数字信号或电流数字信号决定的。图 2 分别示出了图 1 中 2T 像素电路的电压数字信号和电流数字信号与灰度等级的对应曲线 ,图中曲线已计及 γ (Gamma)系数 ,并假设每个颜色有 256 个灰度等级 ,因此它们将对应 256 个 V_{DATA} 或 I_{DATA} 。由图 2 可知 ,在低照度下 ,采用电流数字信号更容易实现灰度等级。

2 具有补偿功能的像素 (简称为补偿像素)

补偿像素电路可以分为模拟驱动电路和数字驱动电路两大类。模拟驱动电路包括电压补偿、电流补偿和混合补偿三种 ,数字驱动电路包括时间比灰度等级和面积比灰度等级两种。下面逐一予以介绍。

2.1 电压补偿(又称电压编程)

由于采用电压补偿方案时 ,用于 AM-OLED 的

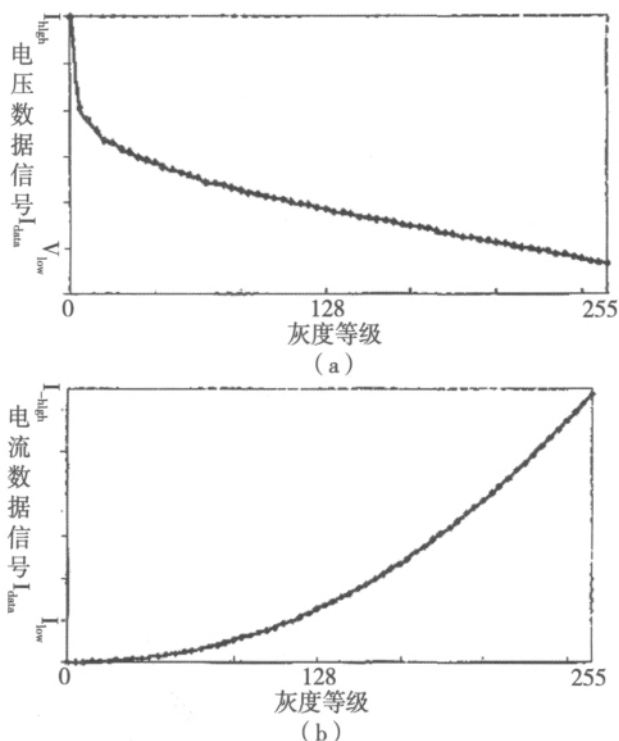


图 2 2T 像素电路中灰度等级随显示数据信号的变化曲线(已计及 γ 系数):(a)电压驱动;(b)电流驱动

驱动 IC 在方案设计和尺寸上与用于 AM-LCD 的差不多 ,所以实施起来最省钱 ,价格竞争力好。但是电压驱动补偿方案只能消除 TFT 阵列中由于各驱动 TFT 阈值电压不同和电源线上 IR 压降引起的图像不均匀性 ,而不能补偿由于 TFT 阵列中各 TFT 迁移率不同引起的图像不均匀性 ,所以这种补偿方案是不完善的。

2.1.1 用于 LTPS TFT 的 4T-2C 电压驱动像素补偿电路

图 3 所示为一个用于 LTPS 的 4T-2C 的电压驱动像素补偿电路及其定时波形(控制线为低电平时

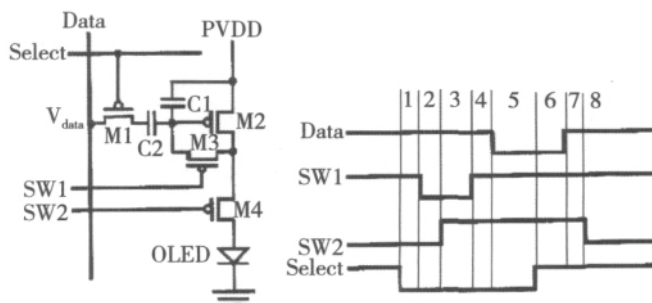


图 3 一个 4T-2C 的电压驱动像素补偿电路及其定时波形

TFT 导通)。为了方便对像素驱动电路作用过程不熟悉的读者进行了解,现对该驱动电路的作用过程作详细的分析。

阶段 1 M4 仍然导通着,但是由于 M1 也导通, C2 左边的电平由显示的低电平 V_{DATA} 统一变为高电平, C2 右边的电平也随之提高,经过非门使 M2 的栅极电压下降, M2 截止,显示停止。所以这个阶段是用于结束上一帧显示的过渡阶段。

阶段 2 M1、M4 仍然导通着,但是 SW1 线变成低电平, M3 也导通, C2 右边与 M2 的源电极短路,变为低电平,经过非门使 M2 的栅极电压上升, M2 导通,并成为一个二极管结构。所以这个阶段是复位阶段。

阶段 3 M1、M3 仍然导通着,但是 SW2 线变成高电平, M4 截止,迫使由 PV_{DD} 流过 M2 的电流只能对 C1 充电(实质上是使 C1 放电),使 C1 下边(也就是 C2 右边)的电平上升,经过非门使栅极电位下降,直至漏栅间的电压达到 V_{th} ,使 M2 截止为止。这时 M2 栅极上的电压为 $(PV_{DD} - V_{th})$ 。所以这个阶段是将 TFT M2 的 V_{th} 储存在储存电容 C1 上的阶段。

阶段 4 :只有 M1 仍然导通着,但是由于 M3 截止, C1 上的 V_{th} 信号被储存下来。所以这个阶段是读取显示数据前的过渡阶段。

阶段 5 :只有 M1 仍然导通着,数据信号(DATA)由统一的高电平变为与灰度等级相对应的某个低电平 V_{DATA} ,通过 C1 耦合,使 M2 栅极上的电压降低为

$$(PV_{DD} - V_{DATA}) \times C2 / (C1 + C2) + V_{th} \quad (4)$$

使 M2 处于导通状态,但由于 M4 未导通,没有电流流过 OLED。所以这个阶段是读取显示数据的阶段。

阶段 6 :数据信号(DATA)仍然为某个低电平 V_{DATA} ,由于 M1 变为截止,数据信号被保留在 M2 栅极上。

阶段 7 :数据信号(DATA)恢复统一的高电平,由于 M1 仍为截止,对 M2 栅极上的电压无影响。所以这个阶段是显示前的过渡阶段。

阶段 8 M4 导通,按驱动 TFT 栅极上的控制电压有电流流过 OLED,所以这个阶段是显示阶段。

将公式(4)代入公式(1)可得流过 OLED 的电流

$$I = (1/2)C_{ox} (\mu W/L) [(PV_{DD} - V_{DATA}) \times C2 / (C1 + C2)]^2 \quad (5)$$

可见与驱动 TFT M2 的 V_{th} 无关。

其基本原理是先将驱动 TFT 截止,然后接成二极管,后者处于导通状态,对储存电容充电,直至驱动

TFT 的栅极电压达到 V_{th} 而截止,从而将 V_{th} 储存在 C_{st} 上。还出现过许多种(4T-6T)-(1C-2C)的电压补偿电路,其基本原理都是相同的。从设计观点来说,在一个有限的像素面积里,控制线和电源线越少越好,此外还希望像素的运行方便。

实验表明,在面板亮度为 15cd/lm 的情况下,采用上述 4T 电路后,像素间亮度的标准偏差由 2T 电路时的 16.1%降低到 4.7%。

2.1.2 用于 a-Si:H TFT 的 4T-1C 电压驱动像素补偿电路

图 4 所示为一个用于 a-Si:H TFT 的 4T-1C 电压驱动像素补偿电路及其定时波形(控制线在高电平时 TFT 导通),该电路具有 MRG、RST(复位线)、SCT(选址线)和 COM(PV_{EE} 线)四根处于外部驱动 IC 和电源 IC 中产生的控制线。在补偿阶段, OLED 的作用可等效为一个电容 C_{OLED} ,像素的作用按图 4 定时波形中所示分为四个周期:

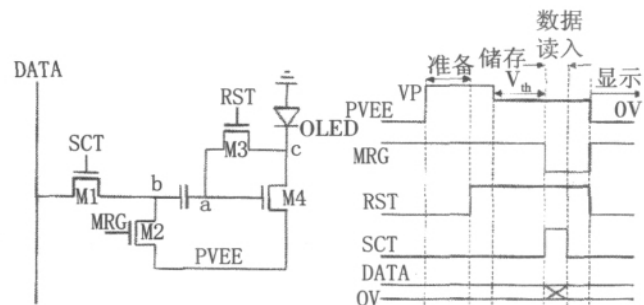


图 4 用于 a-Si:H TFT 的 4T-1C 电压驱动像素补偿电路及其定时波形

(1) 准备周期 这个周期的目的是让若干节点先加上合适的电压,为储存驱动 TFT 的 V_{th} 作准备。COM 线的电压 PV_{EE} (即 M4 源极处的电压 V_{M4S})由负电平(例如 -15V)上升到某一个正电平 V_P (例如 10V),因 MRG 线的电位一直处于高电平, M2 一直导通着,节点 b 处的电压 V_b 也上升到 V_P 。由于在上一帧显示周期中, M4 是正向导通的,节点 a 处的电压 V_a 必然大于 V_{M4S} ,现在节点 b 的电压发生突变,但 C_s 电容两端的电压不能突变,所以仍有 $V_a > V_{M4S} = V_b = V_P$ 。如果 V_P 大于驱动 TFT M4 的 V_{th} ,并且现在 $V_{M4S} > V_c$, M4 将逆向导通,即电流将从 COM 线流向地。由于流过的电流很小,节点 c 处的电压 V_c 接近于 V_P 。在该周期末尾,由于 RST 进入高电平, M3 导通,并有 $V_a = V_c \approx V_P > 0$,即 M4 的栅极电压被拉低,使被连接成二极管结构的 M4 截止。

(2) 储存 V_{th} 周期:COM 线的电位 PV_{EE} 由 V_P 下降到 0V, M4 正向导通,但 OLED 处于反向状态不导通。由于 RST 线电位仍然是高电平, M3 导通着, M4 仍然被连接成二极管结构。导通电流使 C_s 右边 a 点电位降低,直至 M4 截止,也可以说将 C_s 右边充电到 M4 的 V_{th} 。在储存 V_{th} 周期后期, V_a 和 V_c 都变成了 V_{th} 。

(3) 数据读入阶段: SCT 线的电位由低电平变为高电平, M1 导通, V_{DATA} 被读入(在 M1 导通期间, V_{DATA} 由 0V 变成与显示灰度相对应的某个正电平), $V_b = V_{DATA}$ 。由于现在 OLED 处于反向状态,可等效为一个电容 C_{OLED} , C_s 和 C_{OLED} 处于串联状态,所以现在 V_a (或 V_c) 变成

$$V_{DATA} \times C_s / (C_s + C_{OLED}) + V_{th} \quad (6)$$

M4 的 $V_{GS} = V_a - V_b$, 而 $V_b = V_{DATA}$, 所以

$$V_{GS} = V_{DATA} \times C_{OLED} / (C_s + C_{OLED}) + V_{th} \quad (7)$$

(4) 显示阶段: RST 线变成高电平, M3 截止, a 点的电压被保持; PV_{EE} 降至负电平, M4 导通, MRG 又变成高电平, M2 导通, V_b 同时变成负电平, 将 M4 的栅极电压 V_a 也拉低。按公式(1)可得流过 OLED 的电流

$$I = (1/2) C_{ox} (\mu W/L) [(V_{DATA} \times C_{OLED} / (C_s + C_{OLED}))^2] \quad (8)$$

由公式(8)可知, 流过 OLED 的电流与驱动 TFT 的 V_{th} 无关。

采用图 4 所示的 4T-1C 电压驱动像素补偿电路后, 当 V_{th} 在寿命过程中的偏移变化达到 5V 时, 漏电流的偏差从普通 2T 电路的 60% 下降到小于 15%。

图 4 补偿电路的缺点是由于 a-Si:H TFT 的驱动能力低和 C_{OLED} 的电容量大, 使得在储存 V_{th} 周期中对 C_s 的充电时间较长(约 3ms), 减少了一帧时间中显示的时间。逐行储存 V_{th} 变成不可能, 只能采用帧序脉冲同时开启全部像素的储存 V_{th} 周期, 接着逐行读入显示数据信号, 然后全屏显示。MRG、GST 和 SCT 三条控制线容易从外部 IC 产生, 然而 COM 电源线有三个电平交替地变化着, 加上 M4 栅源极间寄生电容的影响, 限制了被储存 V_{th} 的精度。

2.1.3 一个简易的 3T-1C 电压驱动像素补偿电路

图 5 所示为一个简易的 3T-1C 电压驱动像素补偿电路及其定时波形, 该电路只有两根控制线, 工作原理与上述电路相似。一帧时间被划分为三个周期:

储存 V_{th} 周期: PV_{EE} 线的电平即 OLED 阴极的电平, 在定时波形图中以 V_{ca} 表示。在该周期开始段, V_{ca}

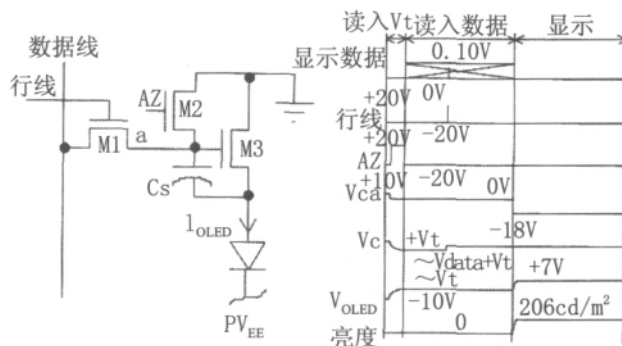


图 5 3T-1C 电压驱动像素补偿电路及其定时波形

由上一帧显示周期的 -18V 升高到 +10V, 即上升了 28V, 使 OLED 处于反向, 可等效为一个电容 C_{OLED} 。根据电容两端电压不能突变的原理, OLED 的阳极(也是 M3 的源极)和节点 a 的电平也将上升 28V。在显示周期 M3 原本处于导通状态, 现在 M3 的源极电平高于漏极电平, 使 M3 处于反向导通。由于流过 M3 的电流很小, M3 源漏极间的压差很小, 即 OLED 阳极电平接近 0V。这时, OLED 上的电压约为 -10V, C_s 上的电压远高于 V_{th} 。稍后, AZ 线变成 +20V 高电平, M2 导通, 使节点 a 的电平降为 0V, M3 的源极电平变为负电平。这时 M3 变成二极管结构, 并且处于导通状态。由于 OLED 未导通, 流过 M3 的电流只能对 C_s 充电(实为放电), 使 C_s 上的电压 V_c 下降, 直至降低到 V_{th} , M3 截止, M3 的阈值电压 V_{th} 便储存在储存电容 C_s 上。

数据写入周期: AZ 控制线恢复 -20V 低电平, M2 截止, M3 恢复为三极管, 但仍然被截止着; 数据线的电平由 0V 变成与像素灰度等级相对应的某个正电平, 行选址脉冲逐行将数据写入每个像素, 储存电容 C_s 上的电压上升为 $\{V_{DATA} \times [C_{OLED} / (C_s + C_{OLED})] + V_{th}\}$, 使 M3 处于导通状态, 但是由于 OLED 仍然处于反向状态, 所以无电流流过 OLED。

显示周期: OLED 阴极的电压(V_{ca})变成 -18V, OLED 处于正向导通状态, 有电流流过 OLED, 并且流过的电流只与 V_{DATA} 有关, 而与驱动 TFT M3 的 V_{th} 无关。

在新一帧的开始时刻, V_{ca} 有片刻时间是高的(10V), 这相当于图 4 电路中的准备周期。M2 只在驱动 TFT M3 的 V_{th} 的形成与储存阶段是导通的。M2 导通时, $V_a = 0$ 。如果定时波形能实现 M2 的上述开关过程, M2 就可以省去, 补偿电路就变成更为简单的 2T-1C 电路。

图 5 补偿电路的准确性受限于两个因素: 第一个因素是当 V_{ca} 从 0V 变到 -18V 时, 寄生效应使储

存电容上的电压发生变化,第二个因素发生在数据写入周期,在储存 V_{th} 周期终了时,OLED 上的电压是 $-V_{th}$,在数据 V_{DATA} 写入周期后,OLED 上的电压变为 $\{V_{DATA} \times [C_{OLED}/(C_s + C_{OLED})] - V_{th}\}$,一般情况下它小于 $0V$ 。因此 M3 将传导电荷到 OLED 上,使储存电容上的电压发生变化。实验证明,该补偿电路在 $V_{DATA} > 2V$ 的情况下,可以使屏面上的亮度误差小于 20%,证明使用该电路是有效的,但是当 $V_{DATA} < 2V$ 时,该电路就无效了。

2.1.4 一个 5T-1C 电压驱动显示补偿电路

一个 5T-1C 电压驱动显示补偿电路及其定时波形(控制线为低电平时 TFT 导通)如图 6 所示,该电路不但能补偿驱动 TFT 的阈值电压 V_{th} ,还能补偿 OLED 电源沿电源线上的电压降。像素补偿电路的工作过程可划分为三个周期:

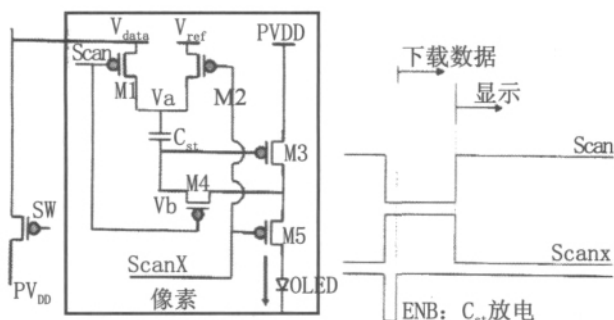


图 6 5T-1C 电压驱动显示补偿电路及其定时波形

第一周期:将 C_{st} 放电,为加载数据作准备。

第二周期:Scan 线的电平变成低电平,M1 导通,将 V_{DATA} 加载到节点 a。M4 导通,将 b 点与驱动 TFT M3 的源极短路,b 点变成低电平,经过非门 TFT M3 的栅极电平变成高电平,M3 处于导通状态。由于 M5 截止着,由 PV_{DD} 经过 M3 流出的电流只能流向 b 点,使 b 点电位上升,同时使 TFT M3 的栅极电位变低,直至达到 M3 栅漏间的电压接近 M3 的阈值电压 V_{th} ,使 M3 截止。这时节点 b 的电平将接近 $PV_{DD} - V_{th}$ 。因此,现在 C_{st} 上的电压变成 $V_{ab} = V_{DATA} - PV_{DD} + V_{th}$ 。

第三周期:Scanx 线的电平变成低电平,M2 导通,节点 a 的电压等于 V_{ref} ,现在节点 b 的电压变成 $V_{ref} - V_{ab} = V_{ref} - V_{DATA} + PV_{DD} - V_{th}$,同时 M5 导通,有电流流过 OLED,按公式(1)可得流过 OLED 的电流

$$I = (1/2)C_{ox}(\mu W/L)(V_{DATA} - V_{ref})^2 \quad (9)$$

由公式(9)可知,电流独立于 M3 的 V_{th} 和 OLED 的电源电压 PV_{DD} 。

模拟计算指出,使用该电路后,当 V_{th} 从 $-1.1V$

变化到 $-1.8V$,在高照度时,电流的变化 $<0.1\%$;即使在低照度下,电流的变化也 $<5\%$ 。而电流与 OLED 的电源电压 PV_{DD} 无关,对于大显示屏这一点尤为重要,因为在大显示屏中,电源线上的电流大,而电源线的电阻率是有限的,沿线会产生明显的电压降。对于普通的 2T 电路,OLED 电源线上的电压降会明显地影响屏面的亮度分布。假设 PV_{DD} 沿电源线从 $10V$ 降到 $9V$,图 7 示出了使用 2T 和 5T 像素电路的屏的各像素点电流的变化情况。由图 7 可知,使用 5T 像素电路时,电流变化 $<10\%$;使用 2T 像素电路时,电流变化达到 100% 。

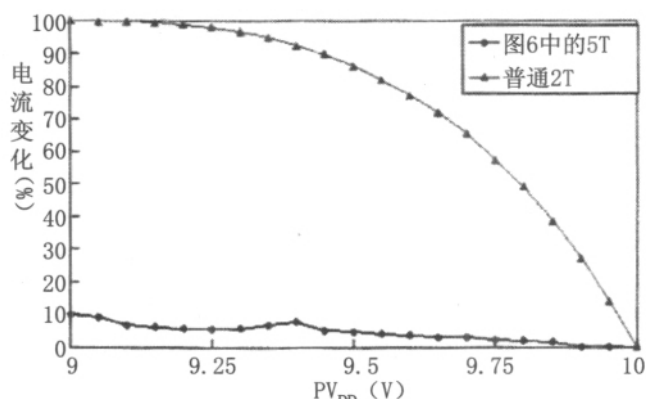


图 7 在假设 PV_{DD} 从 $10V$ 变到 $9V$ 的情况下,比较 OLED 的电流变化

该像素电路的缺点是只使用一个电容,在工作时,节点 b 的电压 V_b 容易遭受耦合效应,从而引起 V_b 的电压偏移。然而,如果 V_{DATA} 高于期望值,这个缺点是能被克服的,这时 V_{th} 将不受耦合效应的影响。

2.2 电流补偿(又称电流编程)

因为 OLED 是电流驱动,它的亮度正比于驱动电流,给像素施加电流数据显然是合理的。电流驱动补偿方案能补偿各驱动 TFT 参数的变化,即能补偿各 TFT 阈值电压和迁移率的不同,但是这只在电流采样 TFT 的特性和驱动 TFT 的特性完全相同时才是正确的。因为模拟计算指出,这两个 V_{th} 的 $0.03V$ 的差别就能产生半个灰度等级的差别。电流驱动补偿方案还能补偿 V_{DD} 电源线上的 IR 压降引起的亮度不均匀性。

下面介绍几种电流补偿像素电路。

2.2.1 电流拷贝式

图 8 所示的 4T-1C 电流驱动像素补偿电路是 Dawson 等人于 1998 年提出的,其工作过程比较

简单。在写入 I_{DATA} 之前, M4 截止。当扫描线被选址时, M1 和 M3 导通, 电流流入驱动 TFT M2。M2 已被 M1 连接成二极管结构, C_s 将按 I_{DATA} 和 M2 的特性(例如迁移率和阈值电压)被充电到某个电压值。这样一来, 驱动 TFT 在迁移率和阈值电压上的偏差将被 C_s 上的电压所补偿。在显示周期内, M1 和 M3 截止, 而 M4 导通, 开始显示。流入 OLED 的电流(I_{OLED}), 也就是屏的亮度只决定于储存电容 C_s 上的电压。从其工作原理可知, 图 8 电路属于电流拷贝式, 理想情况下, $I_{OLED}=I_{DATA}$, 并且与 TFT 的参数无关。

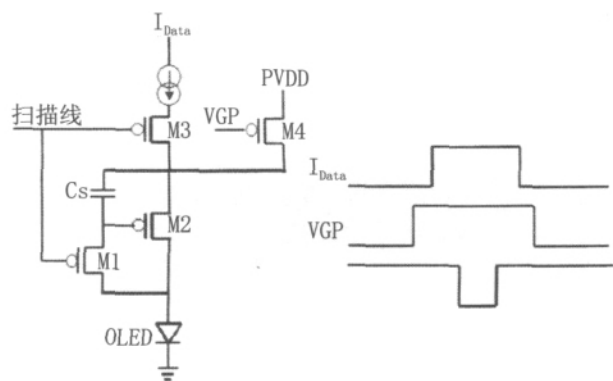


图 8 4T-1C 电流拷贝式像素补偿电路及其定时波形

图 8 电路只是原理性的, 并不实用, 原因有三:

(1) 驱动 IC 不是常用的, 因此无商业价值。在低灰度等级情况下, 所需要的 I_{DATA} 低至几个 nA, 而保证驱动 IC 的输出均匀性在 nA 量级内是做不到的。因此, 在低灰度等级的情况下难以保证每个通道 I_{DATA} 的准确度;

(2) 第二个困难也发生在低灰度等级情况下。在对像素电路 C_s 充电的过程中, 从 IC 来的非常低的电流还要对所连接的数据线充电, 因此需要很长的充电时间, 这会限制图像质量或屏的分辨率;

(3) 第三个困难来自屏的快速检验步骤, 即每个屏在与 IC 压合前, 都要显示一个白色或单色像以检验屏的均匀性和功能性。然而, 通常的快速检验步骤不适用于电流驱动 AM-OLED, 因为为了驱动显示屏, 所需要的触点太多, 这对于大生产和检验是不实际的。

采用电流镜像式像素补偿电路则可以解决以上所述的难点。

2.2.2 电流镜像式

Sasaoka 等人于 2001 年开发了一种 4T-1C 电流镜像式像素补偿电路, 如图 9 所示。其作用原

理简单, 与电流拷贝式类似。当写入扫描线和擦除扫描线被选址时(指 M1 和 M4 导通), I_{DATA} 已到达数据线上, 并从 V_{DD} 经过被连接成二极管结构的 M1 流向外驱动 IC。 I_{DATA} 对储存电容 C_s 充电, 最终达到 V_{DATA} 并储存在 C_s 上。M1 特性(如迁移率和阈值电压)上的偏差将被自校正, 因为 V_{DATA} 中包含着这个偏差。电流镜像式像素较之电流拷贝式像素的优点在于, 在电流镜像式像素中采样 TFT M1 可以做得较大, 使 I_{DATA} 对 C_s 的充电时间缩短, 解决了电流拷贝式像素电路所面临的难题。为了保证流入 OLED 的电流与对 C_s 的充电电流 I_{DATA} 相同, 必须细调 M1 和 M2 的尺寸, 使 $(W/L)_{M1} = k(W/L)_{M2}$, 式中 k 为大于 1 的系数。其前提是 T1 和 T2 的阈值电压必须相同, 实际上, M1 和 M2 是两个晶体管, 其阈值电压应该会有差别, 但由于两者是紧邻的, 加上精心的设计, 可使这个差别达到最小。 k 的大小决定于 I_{DATA} 的大小。

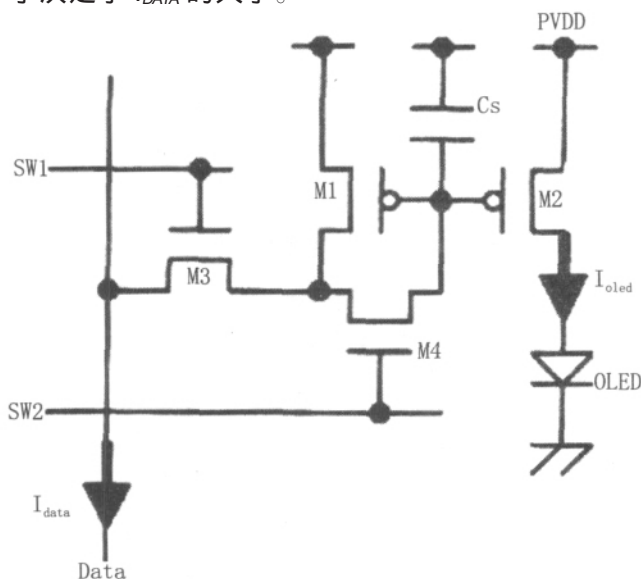


图 9 4T-1C 电流镜像像素补偿电路

还有两种电流镜像式像素电路如图 10 和图 11 所示, 它们的工作原理相同: 当所讨论行被选址时, 扫描线的电平变成低电平, 使 M1 导通, 对 C_s 充电; 使 M2 导通, 将 M3 连接成二极管结构, 以完成将 I_{DATA} 转换成储存在 C_s 上的 V_{DATA} 的过程; SW 是显示控制线, 只有在显示时变成低电平, 使 M4 导通。

2.3 数字驱动电路

由于模拟驱动, 即电压驱动和电流驱动都不能完全解决显示屏亮度均匀性的问题, 所以提出了数字

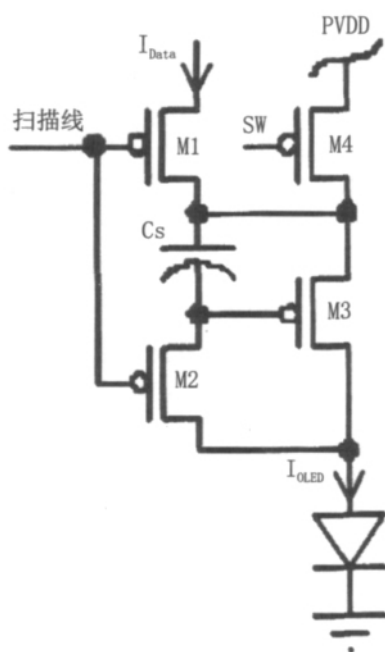


图 10 用于 LTPS TFT 的 4T-1C 电流驱动像素补偿电路

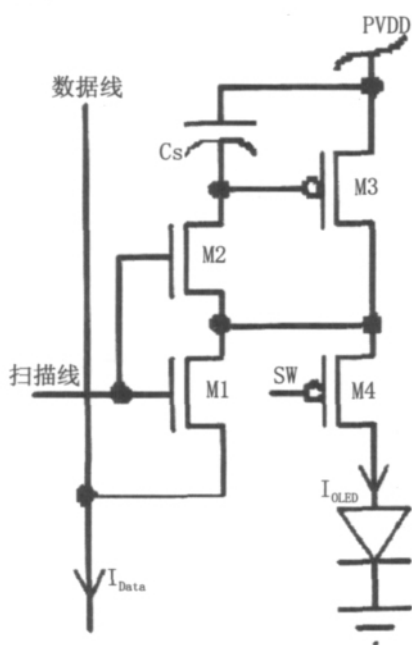


图 11 另一种用于 LTPS TFT 的 4T-1C 电流驱动像素补偿电路

驱动方法。与通常模拟驱动的 AM-OLED 显示不同,数字驱动时所传输的是数字信号。数字驱动的像素只有两种状态:开与关。确定每个像素灰度等级的方法或者用一帧内的显示时间,或者用显示的面积,前者称为时间比灰度等级,后者称为面积比灰度等级。日立公司于 2002 年提出了一种被称为钳位反向驱动的实用的像素电路,它是一种混合的电压数

字驱动,按照从驱动 IC 来的模拟输入电压 V_{DATA} 和其它的扫描信号使像素开和关。下面介绍钳位反向驱动的细节。

图 12 是日立公司提出的钳位反向驱动电路图,一帧内的 V_{DATA} 和扫描线信号如图 13 所示。在一帧时间内屏的工作分为两个周期:第一周期是对屏上的所有像素写入数据,第二周期是屏显示。在第一周期中,模拟电压 V_{DATA} 通过 T1 被写入到相对应的像素中,同时 T2 导通,节点 A 的电压 V_a 被钳位在如图 14 所示的使反向器输入电压和输出电压相等的某个电压 V_c 上。这时电容 C1 两端的电压为 $V_{DATA} - V_c$ 。在第二周期中,扫描信号启动, T3 导通, T2 截止。由于现在电容 C1 右端相当于悬空, C1 两端的电压应保持不变,当 C1 左边的电位随扫描信号变动时, C1 右端的电位,即 V_a 也必须随扫描信号变动,即 $V_a = V_{sweep} - (V_{DATA} - V_c)$ 。扫描信号的幅度随时间变化, V_a 也将以同一速率随时间变化。如果 $V_{sweep} < V_{DATA}$, 则 $V_a < V_c$, 反向器输出一个高电平,即 OLED 被一个恒定电流驱动(亮态)。如果 $V_{sweep} > V_{DATA}$, 则 $V_a > V_c$, 反向器输出一个低电平, OLED 上无电流流过(暗态)。如图 14 所示,对于每一个像素, V_{DATA} 的幅度决定了发光时间的长短,因此确定了灰度等级。关于迁移率和阈值电压的信息被包含在 V_c 中,而发光时间与 V_c 无关。

虽然该像素电路能使 OLED 均匀地显示,但是存在消耗功率高于预期的问题。在数据写入周期中,每个像素都被偏置到 V_c ,无论是 PTFT 还是 NTFT 都将导通,这会消耗超额功率。在显示周期中,扫描线的信号交替改变,当 V_a 接近 V_c 时,也将消耗超额功率。

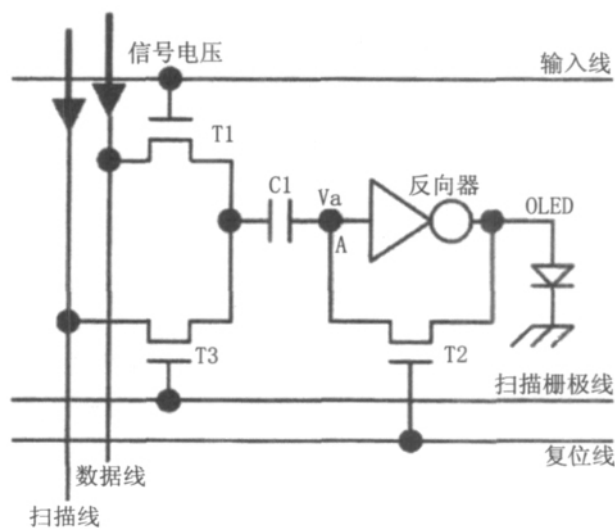


图 12 钳位反向驱动像素电路

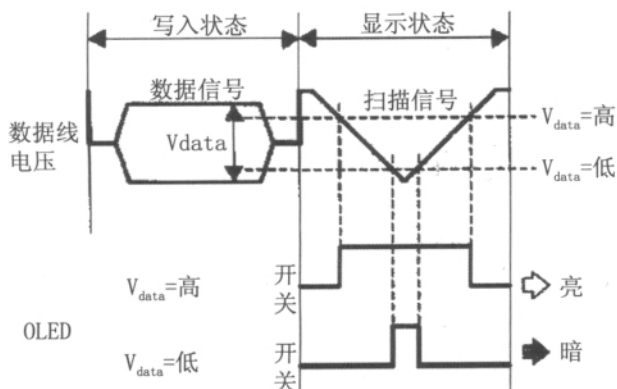


图 13 钳位反向像素电路的作用原理

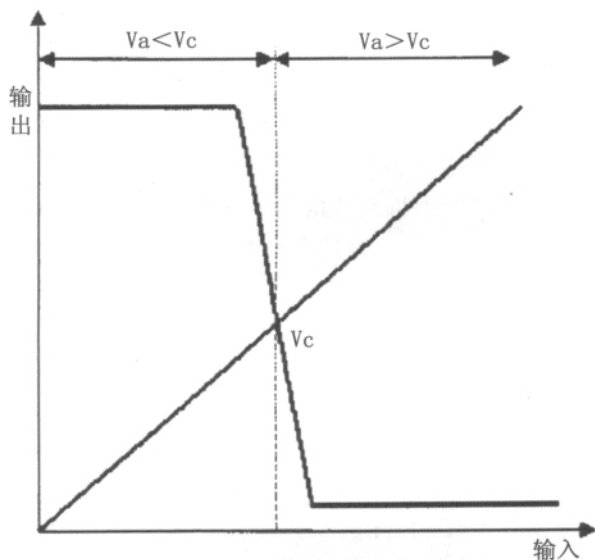


图 14 反向器特性指出, 如果输入等于输出它将被偏置到 V_c

2.3.1 时间比灰度等级

时间比灰度等级通常用于 PDP, 但任何用于 PDP 的时间比驱动方法也可用于 AM-OLED。半导体能源实验室(SEL)的 Mizukami 等人于 2000 年提出了一个如图 15 所示的简单的 2T-1C 结构, 用于驱动 VGA AM-OLED。图 16 所示为不同驱动 TFT 特性下输出 I_{OLED} 与输入数据 V_{signal} 间的关系。由图可知, 对于处在 V_{sl} 和 V_{sh} 之间的任何固定的 V_{OLED} , I_{OLED} 都将随驱动 TFT 特性的不同而变化。然而, 当 $V_{DATA} = V_{sl}$ 时, 驱动 TFT 进入线性工作区, 能够获得极好的图像均匀性, 因为在这个区域中可期望驱动 TFT 的电流在全屏上是相似的。由此可知, 驱动 TFT 只有工作在 V_{sl} 和 V_{sh} 这两个状态才是较好的。每个像素的灰度等级由如图 17 所示的波形来确定(设为 6bit), 即将一帧分为六个子帧(SF1- SF6)。每个子帧的开始段 TA

用于全屏的数据写入, 同时阴极电压被拉高(达到 V_{sh}), 使在数据写入过程中屏不发光。每个子帧的其余时间(TL1- TL6)是发光周期, TL1- TL6 的各发光周期长度是依次按 1:1/2:1/4:1/8:1/16:1/32:1/64 设计的。例如数据为 101100 时, 则对于 TL1 到 TL6, 应该分别将 V_{sl} 、 V_{sh} 、 V_{sl} 、 V_{sl} 、 V_{sh} 、 V_{sh} 加到驱动 TFT 的栅极上。

虽然使用这个方法可得到非常好的亮度均匀性, 但是存在缺点。一个缺点是对于每个子周期, 如果屏的亮度要保持常数, 像素需要非常快的数据选址, 否则将缩短发光时间, 这将缩短 OLED 的寿命。从设计

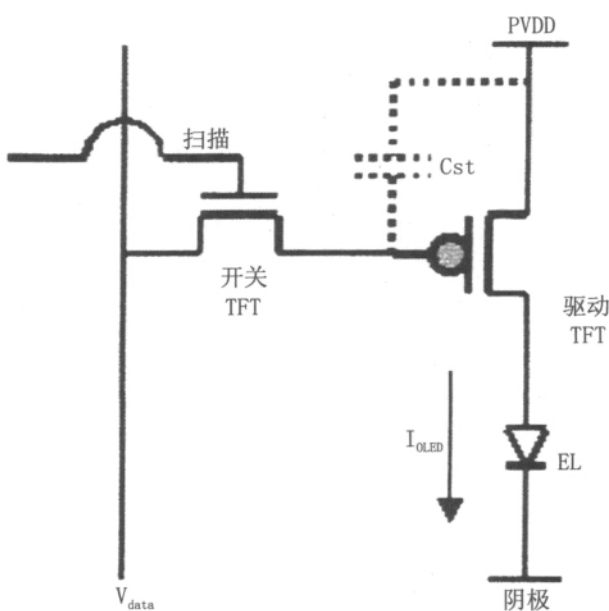


图 15 简单的 2T-1C 数字驱动像素电路

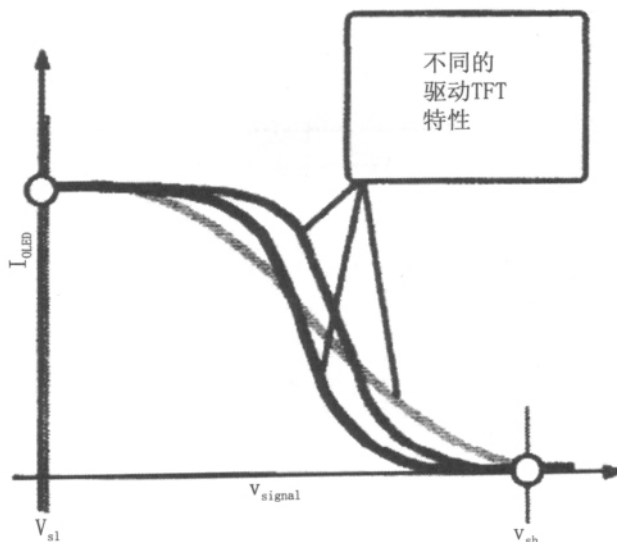


图 16 不同驱动 TFT 特性下输出 I_{OLED} 与输入数据 V_{signal} 间的关系

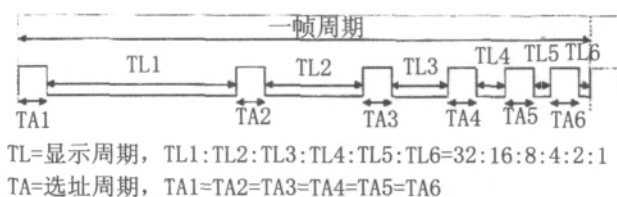


图 17 一帧时间内数字驱动方法作用概念示意

角度看, 8bit 工作将会非常困难。另一个缺点是亮度与灰度等级成线性关系, 这意味着该方法只能用于线性的 γ 屏。在这个电路中, 在一帧时间内阴极必须开关六次, 这将导致屏上出现尖峰噪声和超额的功率消耗。为了避免这些缺点, SEL 的 Inuka 等人提出了一个改进的像素电路, 如图 18 所示, 图 19 则示出了一帧时间内各子帧的分配情况。图 18 中包含了一个额外的晶体管(TFT2)和一条额外的信号线(擦除线), 当擦除线使晶体管 TFT2 导通时, 储存电容上的电荷将消失, 没有电流流过 OLED。这个驱动方法与图 15 所示像素电路的不同之处在于, 当将数据写入像素时像素是发光的。当一个子帧开始时, 数据被逐行写入像素, 因此发光是逐行开始的。经过与子帧相对应的发光时间后, 逐行导通 TFT2, 使 OLED 截止。一个子帧完成后, 接着是下一个子帧的写入与发光。采用这种改进的方法可使一帧内总的发光时间长于使用前述方法, 并且阴极电压恒为常数。为了进一步增加总的发光时间和减少选址频率, 还有人提出过采用一个多路扫描系统和一个多路选址的方法, 然而这需要更复杂的外围驱动方案。

使用时间比实现灰度等级的数字驱动方法虽然能完美地排除 TFT 和 OLED 参数在空间分布的差异

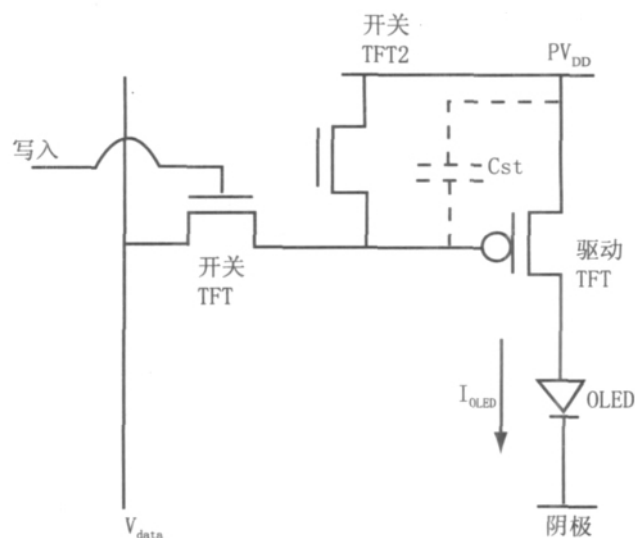


图 18 另一种用一个外晶体管 and 一根信号线的数字驱动像素电路

和参数随时间漂移所造成的不均匀性, 但是这种驱动方法会引入如 PDP 器件所具有的动态伪像。此外, 用此方法驱动时, 当 OLED 导通时, 大部分的 V_{DD} 和 GND 间的电压将加在 OLED 上, 即发光亮度高, 这会加速 OLED 的老化。

2.3.2 面积比灰度等级

采用面积比实现灰度等级的方法是将发光面积按要实现灰度的 bit 数划分成几个子面积, 此方法的概念如图 20 所示。图中显示了一个能实现 3bit 灰度等级的像素, 像素的三块发光面积之比为 4:2:1, 其余面积属于选址和驱动 TFT 以及储存电容。此方法的优点是倘若驱动 TFT 被偏置到 V_{sl} 或 V_{sh} (如图

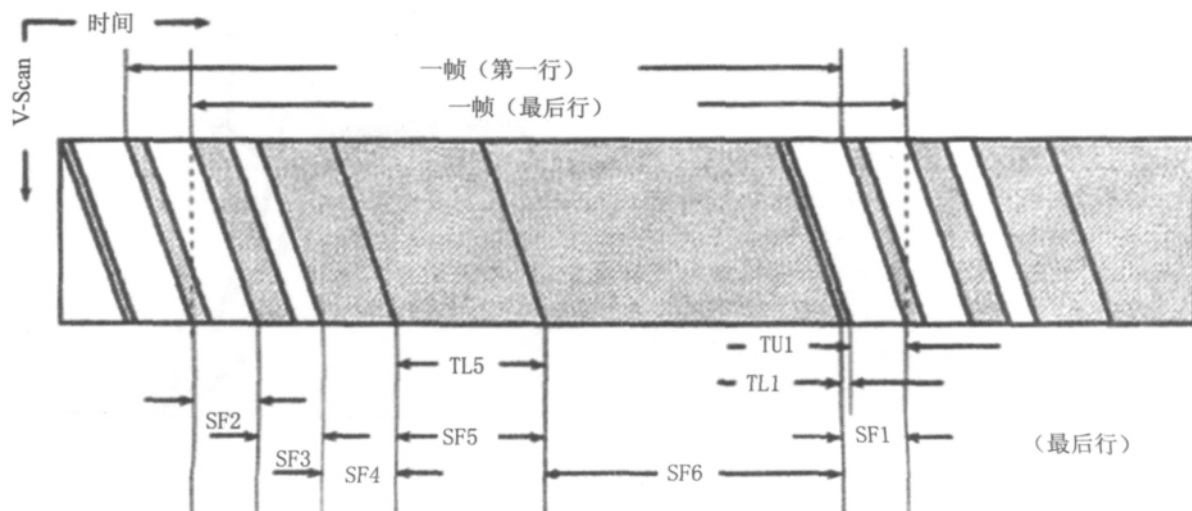


图 19 改善数字驱动方法的作用原理以增加一帧时间内的发光时间

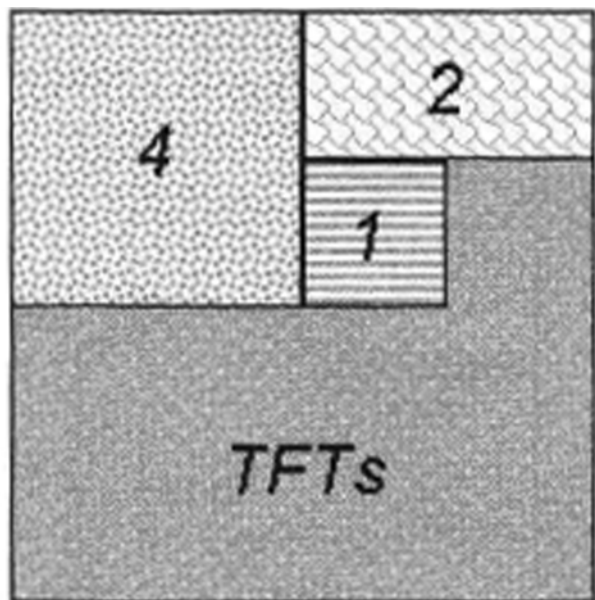


图 20 在一个像素内用面积区分灰度等级的设想

16 所示) 由于灰度等级由发光面积比决定,能保证屏上的发光均匀性。其缺点是能实现的 bit 数有限,因为在一个有限的像素面积内难以划分出多个子面积。

参考文献

[1] Achintya, et al. Mobile Displays, 14.4, 9.7.2.2 (2008).

- [2] Roger G, Steward. SID Symposium Digest, 53.1, p.793 (2010).
- [3] Jae- Hoon Lee, et al. SID Symposium Digest, 13.2, p.165 (2007).
- [4] Hau- Yan Lu, et al. SID Symposium Digest, 13.3, p.169 (2007).
- [5] Yan Wang Kin, et al. SID Symposium Digest, 9.1, p.85 (2009).
- [6] Sang- Hoon Jung, et al. SID Symposium Digest, 9.3, p.101 (2008).
- [7] Sang- Hoon Jung, et al. SID Symposium Digest, 3.1, p.1 (2009).
- [8] Kuei- Yu Lee, et al. SID Symposium Digest, p32- 1, p.1340 (2010).
- [9] Ilias Pappas, et al. SID Symposium Digest, p31- 1, p.1336 (2010).
- [10] Soon Kwang Hong, et al. SID Symposium Digest, 41.1, p.1366 (2007).

作者简介:应根裕(1935-),男,浙江宁波人,教授,1958年毕业于清华大学无线电系电真空专业,主要研究方向为平板显示器件和技术、电子光学, E-mail yinggy@mail.tsinghua.edu.cn。

2011 年《现代显示》杂志征订启事

《现代显示》是我国光电子、IT、光电行业著名显示技术期刊,中国学术期刊综合评定数据库统计源期刊、中国期刊全文数据库收录期刊,入编《中国学术期刊(光盘版)》、《中国期刊网》和“万方数据资源系统(china info)数字化期刊群”,国际 SID 显示学会《Information Display》授权简体中文版;每期 12 万字,汇聚 LCD、LED、大屏幕和投影、数字电视、OLED、ELD、VFD、PDP、微显示、CRT 等显示技术以及相关上游技术,发行范围覆盖全国各地,并远至美国、日本、韩国、新加坡和我国港、台等地区。

订阅方式:

1. 《现代显示》为月刊,每月 10 元,全年定价 120 元。

2. 征订电话:010-51668992

征订邮箱:xdys2004@vip.163.com;xdys_bj@163.com

3. 读者可通过银行汇款或邮局汇款订阅,请注明收刊地址、姓名和联系方式。

银行汇款

户名:北京《现代显示》杂志社有限公司

开户行:中国工商银行北京黄楼支行

账号:0200 0420 1920 0018 094

邮局汇款

收款人:《现代显示》杂志社

地址:北京市丰台区张仪村 50 号

邮编:100166