

文章编号 :1006-6268(2011)06-0011-09

# AM-OLED 的像素电路集锦(二)

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( $\mu$ )在空间分布上是不够均匀的,用于 AM-OLED 的 a-Si TFTs 的  $V_{th}$  和  $\mu$  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,本篇为第二部分)。

**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:TN949.199

文献标识码:B

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

YING Gen-yu

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

**Abstract:** The uniformity of the threshold ( $V_{th}$ ) and electron mobility ( $\mu$ ) of LTPS TFTs used in AM-OLED is not good enough. The  $V_{th}$  and  $\mu$  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

## 3 近年来开发的各种显示补偿电路

### 3.1 高稳定度的采用 $V_{th}$ 储存和负偏压“退火”的用于大面积 AM-OLED 的 a-Si:H TFT 像素电路

a-Si:H TFT 不稳定,在工作过程中  $V_{th}$  会逐渐升高,并且各像素中 a-Si:H TFT 的  $V_{th}$  逐渐升高的趋势也不一致,这就造成了屏面上不均匀性的增

加。另一方面, $V_{th}$  升高又会加速 a-Si:H TFT 的退化。如果在每行显示(即  $V_{DATA}$  读入)之前,在该行每个控制 OLED 的 a-Si:H TFT 的栅极上预存一个该管的  $V_{th}$ ,这样便可消除各处 a-Si:H TFT 退化不均匀的影响。正偏压会引起 a-Si:H TFT 的  $V_{th}$  升高,而负偏压会引起 a-Si:H TFT 的  $V_{th}$  下降,所以在显示周期中分出一部分时间对 a-Si:H TFT 施加负偏压,便可以大大降低 a-Si:H TFT 的退化速度。相应的像素结构和驱动信号的波形如图 21 所示。

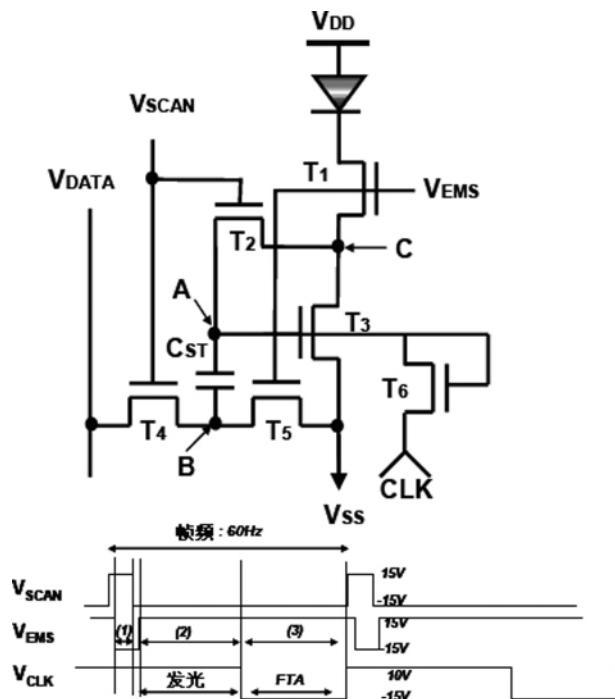


图 21 新设计的高稳定度 a-Si:H TFT 像素

一帧内分三个周期:(1)  $V_{th}$  储存与写入;(2) 显示;(3)部分时间退火(FTA)。各驱动信号的电平为:  $V_{DD} = 15V$ ,  $V_{SS} = -5V$ ; 行扫描脉冲  $V_{SCAN}$ : 高电平 15V, 低电平 -15V; 发光电压脉冲  $V_{EMS}$ : 高电平 15V, 低电平 -15V; 时钟脉冲  $V_{CLK}$ : 高电平 10V, 低电平 -15V。

**周期(1):**  $V_{SCAN}=15V$ ,  $V_{CLK}=10V$ ,  $V_{EMS}=-15V$ 。因  $V_{SCAN}$  处于高电平,  $T4$  导通, 数据电压  $V_{DATA}$  经  $T4$  加到节点 B 上。 $T2$  导通, 将  $T3$  的漏源极短接,  $T3$  被连接成二极管结构并处于导通状态。因  $V_{EMS}$  处于低电平,  $T1$  和  $T5$  截止, 时钟脉冲  $V_{CLK}$  处于高电平,  $T6$  的  $V_{GS}=0$ ,  $T6$  必截止。流过  $T2$  的电流只能是  $C_{st}$  的放电电流, 这使  $T3$  的栅压下降, 直到  $T3$  截止。这时  $T3$  的栅压便是  $T3$  的阈值电压  $V_{th}$ , 储存电容  $C_{st}$  上的电压为 ( $V_{DATA}-V_{th}$ )。直到下一帧的  $V_{DATA}$  写入。

**周期(2):**  $V_{SCAN}=-15V$ ,  $V_{CLK}=10V$ ,  $V_{EMS}=15V$ 。因  $V_{EMS}$  处于高电平,  $T1$ 、 $T5$  导通, OLED 的电流可以流过  $T1$ 。由于同时  $T5$  导通, 节点 B 与  $V_{SS}$  通, 即  $C_{st}$  上的电压完整地加到  $T3$  的 G、S 之间, 它决定了流过  $T3$  的电流(也是流过 OLED 的电流)。 $C_{st}$  上维持着 ( $V_{th}-V_{DATA}$ )。直到下一帧的  $V_{DATA}$  写入。

**周期(3):**  $V_{SCAN}=-15V$ ,  $V_{CLK}=-15V$ ,  $V_{EMS}=15V$ 。 $T6$  导通, 时钟信号的负偏压加到  $T3$  的栅极节点, 使得  $T3$  的  $V_{th}$  的漂移小于其它的  $V_{th}$  补偿像素电路方案。除了抑制  $T3$   $V_{th}$  的漂移, 该方案还能抑制  $T1$  的退化。

因为当  $T3$  在被负偏压截止进行退火时, 任何从  $V_{DD}$  来的电荷都流不过  $T3$ , 从而使节点 C ( $T1$  的源极) 的电位上升, 使  $T1$  的有效栅极电压变小, 能抑制  $T1$  的退化。

对三种不同 a-Si:H TFT 像素电路的显示屏进行相同的老化工艺(像素电流为  $2\mu A$ 、老化温度为  $60^{\circ}C$ 、老化时间为 60 小时)后, 采用该方案的显示屏 OLED 的电流退化只有 5%; 采用普通 2-TFT 像素电路的为 43%; 只采用  $V_{th}$  储存措施的为 15%; 只采用负偏压退化措施的为 19%。

### 3.2 对用于 AM-OLED 显示屏中的 TFT 和 OLED 的退化高度不敏感的新的 a-Si:H TFT 像素电路

只补偿驱动 TFT 的  $V_{th}$  漂移是不够的, 因为在一般情况下驱动 TFT 的源极是与 OLED 的阳极相连的, 在显示器工作过程中 OLED 的正向压降会上升(即退化), 这就减少了  $V_{gs}$ , 而  $I_{OLED}$  是受  $V_{gs}$  控制的, 所以 OLED 的退化不但会降低显示屏的亮度, 还会增加显示屏灰度的不均匀性。图 22 所示的像素结构和时序方案可以解决上述问题, 该电路由一个驱动 TFT(DTFT)、四个开关 TFT( $T1$ 、 $T2$ 、 $T3$ 、 $T4$ )和一个电容( $C_{st}$ )组成,  $V_{DD}$  是加在 DTFT 漏极上的一个恒定电压,  $V_{ref}$  是一个恒定的参考电压。

像素电路工作分两个阶段, 如图 22 所示。在第一阶段(补偿周期)中  $[n]scan$  为高电平,  $T1$ 、 $T2$  导通,  $V_{DATA}$  被读入, 并加到 DTFT 的栅极上,  $V_{ref}$  被读入并加到  $C_{st}$  的左侧。同时由于  $[n]EM$  处于低电平,  $T3$ 、 $T4$  截止, 整个像素电路可以用图 23(a)来等效, 为一个包括 DTFT 和 OLED 的源极跟随器。假设 OLED 上的电压为  $V_{OLED}$ , DTFT 的阈值电压为  $V_{th}$ , 则  $C_{st}$  右侧应该能被充电到 ( $V_{DATA}+V_{th}+V_{OLED}$ )。进入第二阶段(显示周期)后,  $[n]scan$  变为低电平,  $T1$ 、 $T2$

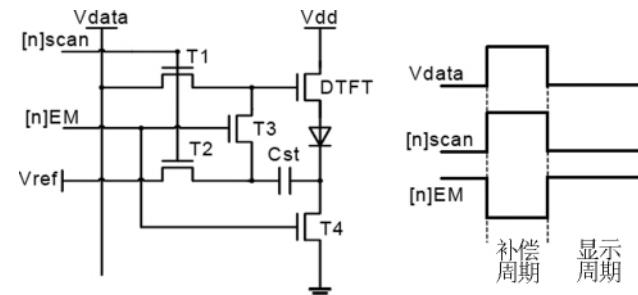


图 22 对 TFT 和 OLED 的退化高度不敏感的像素设计和时序方案

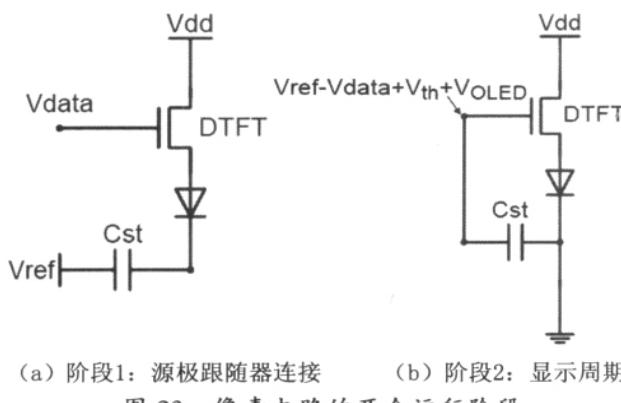


图 23 像素电路的两个运行阶段

截止。而[n]EM 变为高电平 ,T3、T4 导通 , $C_{st}$  右侧接 地 ,DTFT 的栅极电压立刻被升高到 ( $V_{ref} - V_{DATA} + V_{th} + V_{OLED}$ ) ,形成一个升高电位陷阱。整个像素电路可以用图 23(b)来等效。 $C_{st}$  储存的电荷可保持到下一帧。

由公式(1)可知  $I_{DTFT}$  ,也就是流过 OLED 的电流  $I_{OLED}$  为

$$\begin{aligned} I_{OLED} &= (1/2)C_{ox}(\mu W/L)(V_{GS} - V_{th})^2 \\ &= (1/2)C_{ox}(\mu W/L)[(V_{ref} - V_{DATA} + V_{th} + V_{OLED}) - V_{OLED} - V_{th}]^2 \\ &= (1/2)C_{ox}(\mu W/L)(V_{ref} - V_{DATA})^2 \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知  $I_{OLED}$  与  $V_{OLED}$  和  $V_{th}$  无关 ,只决定于信号电压  $V_{DATA}$  ,即对 TFT 和 OLED 的退化高度不敏感。

### 3.3 用于 40 英寸 FHD AM-OLED 显示的具有 IR 压降补偿功能的像素电路

在 LTPS- AM- TFT 中 ,除了由于存在晶粒边界会产生灰度的短程不均匀外 ,如果用于大面积显示还

会由于  $V_{DD}$  电源引线上的 IR 压降产生比较严重的灰度长程不均匀性。由于  $V_{DD}$  电源引线上的 IR 压降 ,使各驱动 TFT 上的  $V_{DD}$  不再相同 ,故以  $ELV_{DD}$  表示。为了改善显示屏的不均匀性 ,开发了具有阈值电压 ( $V_{th}$ ) 和  $V_{DD}$  电源线上 IR 压降补偿功能的 5T- 2C 像素电路 ,如图 24(1)所示 ,像素的驱动波形如图 24(2)所示。驱动周期分为三个分周期 :复位、储存  $V_{th}$ 、数据录入和显示。为了补偿驱动 TFT(T1)的  $V_{th}$  的变化 ,要将 T1 的阈值电压 ( $V_{th}$ ) 储存在  $C_{Vth}$  上 , $C_{Vth}$  的另一个节点则与  $V_{sus}$  相连 ,以补偿  $V_{DD}$  电源线上的 IR 压降。下面叙述这三个分周期 :

(1) 复位分周期 : $scan[n-1]$  和  $em[n]$  为低电平 , $scan[n]$  为高电平 ,T2、T4 和 T5 导通 ,T3 截止。  $C_{Vth}$  的左端电位变为  $V_{sus}$  ,通过 T2 ,驱动 TFT (T1) 的 S 和连着 G 的非门被短路 ,即将  $C_{Vth}$  的右端电位统一复位到与 TFT(T1) 的源极电位相同的低电平。放电电流通过 T4 和 OLED 流走 ,TFT (T1) 的栅极则通过相连的非门变为高电平 ,T1 处于导通状态。

(2) 储存  $V_{th}$  分周期  $scan[n]$  和  $em[n]$  为高电平 , $scan[n-1]$  为低电平 ,T2 和 T5 仍然导通 ,T3 和 T4 截止。由于 T4 截止 ,T1 处于导通状态 ,流过 T1 的电流在其源极积累起来 ,使  $C_{Vth}$  的右端电位升高 ,也就是使 T1 的 GS 间电压降低 ,直至达到阈值电压  $V_{th}$  ,使 T1 截止。在储存  $V_{th}$  分周期完了到录入和显示分周期来到的间隔中 ,三个驱动波形都是高电平 ,T5 和 T2 截止 , $C_{Vth}$  的左端电位仍然为  $V_{sus}$ 。如设 T1 的源极电位为  $V_s$  , $C_{Vth}$  右端电位为  $(V_{th} + V_s)$  , $C_{Vth}$  上的电压为  $[V_{sus} - (V_{th} + V_s)]$  ,而 T1 的  $V_{GS1}$  为  $V_{th}$ 。

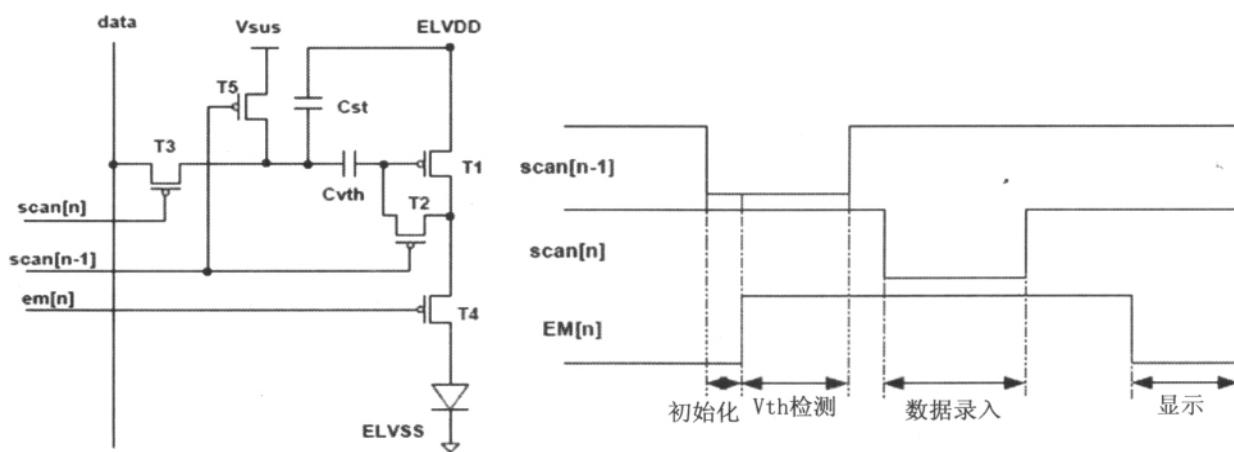


图 24 具有 IR 压降补偿功能的像素电路(1)和像素驱动电路(2)

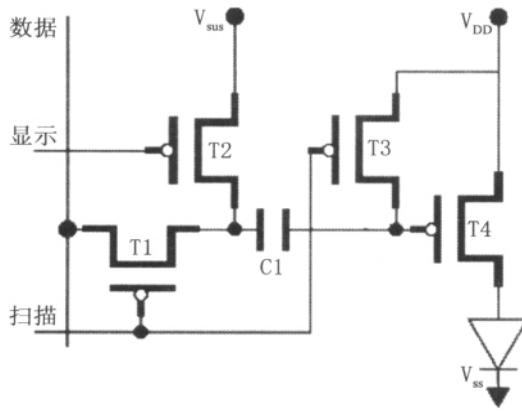
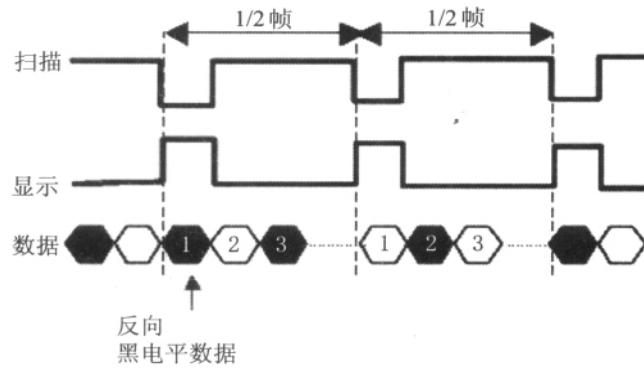
(3) 录入和显示分周期: 在数据录入阶段  $scan[n-1]$  和  $em[n]$  为高电平,  $scan[n]$  为低电平, 即只有 T3 导通, 其余的 TFT 都处于截止状态。由于 T3 导通, T5 截止, 数据电压  $V_{DATA}$  被加到  $C_{Vth}$  的左端, 即  $C_{Vth}$  的左端电位上升了( $V_{DATA} - V_{sus}$ )。因为电容两端的电压不能突变, 所以  $C_{Vth}$  的右端电位(也就是 T1 的栅极端电位)也必须上升( $V_{DATA} - V_{sus}$ ), 即变为 [ $(V_{DATA} - V_{sus}) + (V_{th} + V_s)$ ]。因此, 此时  $V_{GS} = (V_{sus} - V_{DATA} + V_{th})$ , T1 处于导通状态, 由于 T4 未导通, 仍然无电流流过 T1、T4 和 OLED。

进入显示阶段  $scan[n-1]$  和  $scan[n]$  为高电平,  $em[n]$  为低电平, 即只有 T4 导通。由于 T4 导通, T1 又处于受  $V_{DATA}$  控制的导通状态, OLED 中有电流流过, OLED 的电流由方程(11)确定:

$$I_{OLED} = K(V_{GS} - V_{th})^2 = K[(V_{th} - V_{DATA} + V_{sus}) - V_{th}]^2 = K(V_{sus} - V_{DATA})^2 \quad (11)$$

由方程(11)可知, OLED 的电流与  $ELV_{DD}$  和  $V_{th}$  无关, 只决定于  $V_{sus}$  和  $V_{DATA}$ 。由于没有大电流流过  $V_{sus}$  电源, 各像素上的  $V_{sus}$  相同, 因此各像素上的 OLED 电流只决定于  $V_{DATA}$ , 达到了补偿驱动 TFT 的  $V_{th}$  和  $V_{DD}$  电源线上 IR 压降的目的。

设有一个 40 英寸的 OLED 显示屏, 最大亮度为 600cd,  $V_{DD}$  电源由屏中部引入, 此处设为零坐标, 由此点向顶部或底部各有 500 个像素。模拟计算获得, 如采用图 4 所示的通常的 2-TFT 像素电路, 则零坐标处像素的亮度与最靠近顶部或底板像素的亮度之比达到 6 倍; 如采用图 24 所示的 5TFT-1C 像素电路, 最靠近顶部或底板像素的亮度只比零坐标处像素的亮度减少 3%, 即达到了 97% 的长程均匀度。

(a)  $V_{DD}$  补偿像素电路

(b) 时序图

图 25 补偿  $V_{DD}$  和对称驱动的像素电路及其时序图

### 3.5 能补偿 n-TFT 和通常底发射 OLED 特性偏移以及电源线上 IR 压降的 AM-OLED 像素电路

底发射 OLED 制造工艺比顶发射 OLED 制造工艺容易,对于大面积显示屏,补偿电路对显示面积的影响也不那么大。由于第一次光刻是在晶化工艺之后,这就解决了其它方案中由于晶化工艺中的高温处理,使基板玻璃收缩,造成 TFT 与 OLED 位置失配的问题。但是该工艺过程决定了驱动 TFT 的源极是与 OLED 的阳极相连的,这就需要补偿 OLED 和驱动 TFT 退化对均匀性的影响,另外大屏幕显示时还要补偿由于电源引线上的 IR 压降引起的问题。图 26 所示电路及其时序波形就是为解决上述问题而设计的。

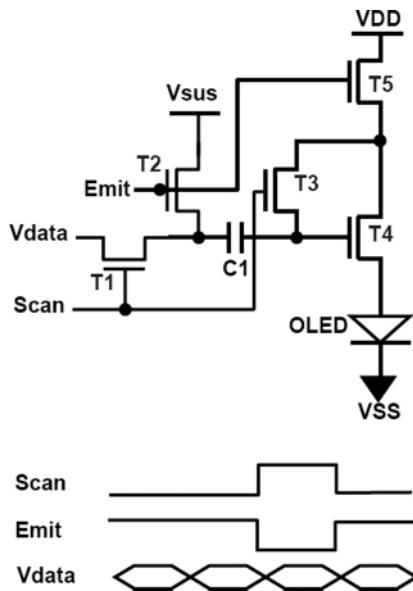


图 26 能补偿 n-TFT 和通常 OLED 之间的失配的 AM-OLED 的像素电路

该像素电路由 5-TFT 和一个电容组成。T1 是采集图像数字信号的开关,T3 用于将驱动 TFT (T4)连接成二极管,T2 是在显示时维持储存电容上电压的开关,T5 的作用是当在检测 T4 的  $V_{th}$ 、OLED 的  $V_{th}$  和一个像素的  $V_{ss}$  时将  $V_{dd}$  与 T4 隔离开。当扫描线 (Scan) 被选址时, T1 和 T3 导通, T2 和 T5 截止, 数字信号  $V_{data}$  加到电容 C1 的左端, 由于 T4 的栅极与漏极相连, 电容 C1 右端的电位为  $(V_{th-T4} + V_{th-OLED} + V_{ss})$ 。在完成上述电荷储存后, 进入显示阶段, T2 和 T5 导通, 这时 T4 的栅极电压

$$V_{G-T4} = V_{th-T4} + V_{th-OLED} + V_{ss} - V_{DATA} - V_{sus},$$

$V_{OLED}$  可考虑是 OLED 的阈值电压  $V_{th-OLED}$  和一个电压增量  $\Delta V$  之和, 后者是  $I_{OLED}$  的函数, 而  $I_{OLED}$  又决定于

$V_{DATA}$ , 所以

$$V_{OLED} = V_{th-OLED} + \Delta V[f(V_{DATA})],$$

于是 T4 的源极电压

$$V_{S-T4} = V_{th-T4} + \Delta V[f(V_{DATA})] + V_{ss},$$

T4 的栅源极间电压

$$V_{GS-T4} = V_{th-T4} - \Delta V[f(V_{DATA})] - V_{DATA} + V_{sus},$$

将上式代入公式(1)得

$$I_{DS-T4} = I_{OLED} = K \{ V_{DATA} - V_{sus} + \Delta V[f(V_{DATA})] \}^2 \quad (13)$$

由上式可知  $I_{OLED}$  与  $V_{th-T4}$ 、 $V_{th-OLED}$  和  $V_{ss}$  都无关。

模拟计算指出, 当  $V_{th-OLED}$  的偏移为 2V 时, 对于 2T 驱动电路,  $I_{OLED}$  的改变量达 70%, 而对于图 26 的 5T-1C 驱动电路,  $I_{OLED}$  的改变量只有 7%。当  $V_{th-T4}$  的偏移为 2V 时, 对于图 26 的 5T-1C 驱动电路,  $I_{OLED}$  的改变量只有 8%。

### 3.6 能减轻 AM-OLED 退化的新的驱动像素回路

AM-OLED 在工作过程中 OLED 的退化是一个令人头痛的问题, 它是由于长时间有大电流密度流过 OLED 引起的。现提出一个新的驱动像素回路, 它能够:

- (1) 减少流过 OLED 的电流密度;
- (2) 在每帧时间内对 OLED 加一段负偏压;
- (3) 同时能改善  $V_{th}$  的漂移。

新的驱动像素回路及其定时波形如图 27 所示, 这是一个 5T-1C 电路, 其中 T1、T2 构成基本的电流镜像, T3、T4 是开关,  $C_C$  是储存电容,  $V_{scan(n)}$ 、 $V_{DATA}$  分别是扫描线和数据线的信号。 $V_t(t)$  是一个三角波, 用于产生无电流的周期, 以改善 OLED 的退化。在通常的电流驱动模式中, 数据 ICs 采用复杂的电流源, 这改进为只用一个固定的电流源  $I_s$  产生  $V_{th-T1}$ , 而每个像素的灰度等级仍由  $V_{DATA}$  实现。图 28(a)是充电周期,  $V_{scan(n)}$  处于低电平, T3 和 T4 导通,  $C_C$  首先被  $I_s$  充电, 直到  $C_C$  被充满,  $I_s$  变为零, 进入如图 28(b)所示的稳态。当新像素被充电并进入稳态后, 这时的  $V_{GS-T1}$  是与  $I_s$  相对应的一个固定值

$$I_s = K_{T1}(V_{GS-T1} + |V_{th-T1}|)^2,$$

因为  $V_{GS-T1} = V_{DATA} - V_g$ , 所以与稳态时  $V_{DATA}$  相对应的

$$V_g = V_{DATA} - |V_{th-T1}| - (I_s / K_{T1})^{0.5}$$

灰度等级由充电周期的  $V_{DATA}$  决定。与普通电流模式驱动电路不同, 这像普通显示中那样, 采用电压可控 ICs 控制  $V_{DATA}$ , 而不是使用由电流源组成的数据 ICs, 减少了通常电流补偿 AM-OLED 显示的复

杂性。在占空调节周期,  $V_{\text{scan}(n)}$  变成高电平, T3 和 T4 截止, 如图 28(c) 所示。由于如图 27(b) 所示的三角波  $V_{\text{tr}}(t)$ ,  $V_g$  上升。当  $V_g$  上升到

$$V_g - V_{DD} < |V_{th,T1}|,$$

T2 截止,  $I_{OLED}=0$ , 因此输出电流具有无电流周期。如图 28(d) 所示, 在一帧时间中于无电流周期后有一个对 OLED 施加负偏压的时间。 $V_{\text{scan}(n-1)}$  控制  $V_{OLED}$  与 T5 接通, 当  $V_{\text{scan}(n-1)}$  变成低电平, T5 导通, OLED 的电压变成负偏压。

灰度等级决定于电流密度, 而后者由充电周期的电流量和占空调节周期中的无电流时间间隔决定。只要帧频大于 60Hz, 便不会出现闪烁感。该方案的优点是驱动模式与常规的像素电流驱动相同, 并且适合于现代显示屏制造工艺。

$$I_{OLED} = K_{T2}(V_{GS,T2} + |V_{th,T2}|)^2,$$

因为  $V_{GS,T2} = V_g - V_{DD}$ , 所以

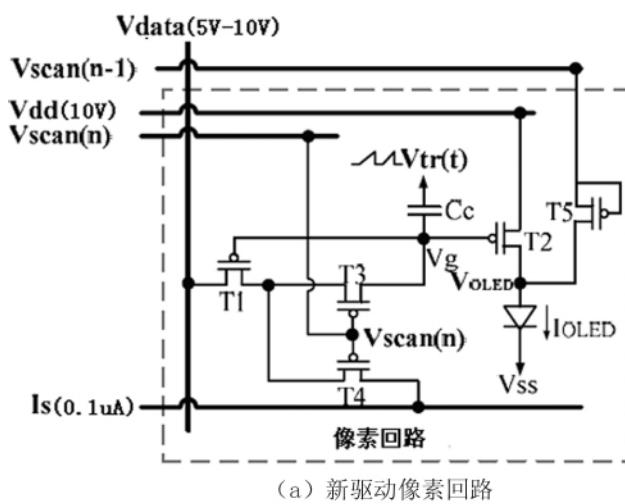
$$I_{OLED} = K_{T2}(V_{DATA} - |V_{th,T1}| - (I_s/K_{T1})^{0.5} - V_{DD} + |V_{th,T2}|)^2,$$

由于 T1、T2 两管靠得很近, 可认为  $V_{th,T1} = V_{th,T2}$ , 于是

$$I_{OLED} = K_{T2}(V_{DATA} - (I_s/K_{T1})^{0.5} - V_{DD})^2 \quad (14)$$

OLED 电流与驱动 TFT 的  $V_{th}$  无关, 即该方案对  $V_{th}$  具有补偿能力。

对普通方案的屏与采用该方案的屏作老化对比实验, 起始亮度都为  $1.3\text{cd}/\text{m}^2$ , 经 450 分钟后, 亮度分别降到  $3.2\text{cd}/\text{m}^2$  和  $6.7\text{cd}/\text{m}^2$ , 证明新方案能减轻 OLED 的退化。



### 3.7 运行速度能满足 HDTV 要求的电压驱动像素补偿电路

前面所介绍的各种电压驱动像素补偿电路都是基于采样驱动 TFT 的阈值电压, 然后将它储存在与驱动 TFT 棚极相连的储存电容上。阈值电压的采样和储存需要附加控制信号和储存电容, 其后果都是增加了像素达到稳定的时间。HDTV 是高性能显示器, 其工作频率高, 能够给予像素达到稳定的时间很有限。因此, 许多过去提出过的电压驱动像素补偿电路不能用于如 HDTV 这类高性能的显示器。

在大多数阈值电压补偿技术中, 主要的方法是给驱动 TFT 的栅极电压增加一个  $V_{th}$ , 使

$$V_{GS} = V_{DATA} + V_{th} \quad (15)$$

这样, 漏极电流  $I_D$  就与  $V_{th}$  无关, 因为当 TFT 工作于饱和电流下

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 = K(V_{DATA} + V_{th} - V_{th})^2 = K(V_{DATA})^2 \quad (16)$$

新阈值电压补偿技术的思路是: 不是给驱动 TFT 的栅极电压增加一个  $V_{th}$ , 而是使驱动 TFT 的源极电压减少一个符号相反的  $V_{th}$  ( $V_G = V_{DATA}$ ,  $V_S = -V_{th}$ ) 这样

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DATA} - (-V_{th}) = V_{DATA} + V_{th} \quad (17)$$

新补偿技术思路下的  $V_{GS}$  表达式(17)与式(15)一样, 可见, 其  $I_D$  的表达式必定与式(16)一样, 即与  $V_{th}$  无关。新技术的主要优点是补偿方法变成与数据电压(或数据电流)无关, 可以用一个与驱动 TFT 源极节点相连的静态电路单元来实现。

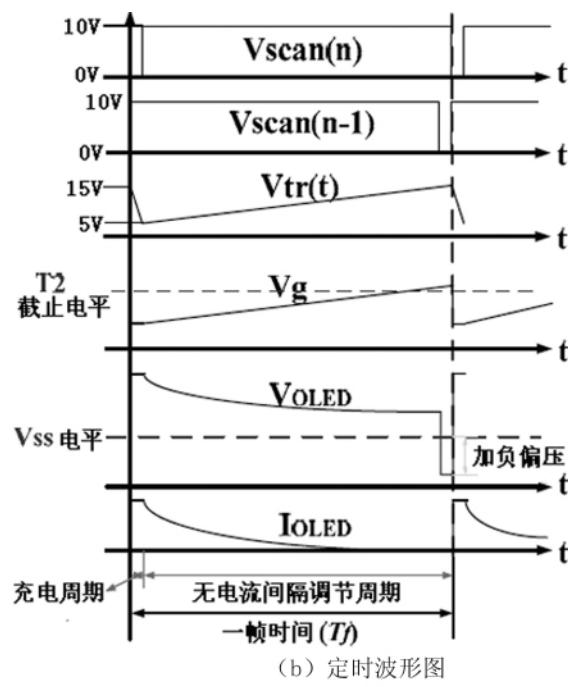


图 27 新的驱动像素回路及其定时波形图

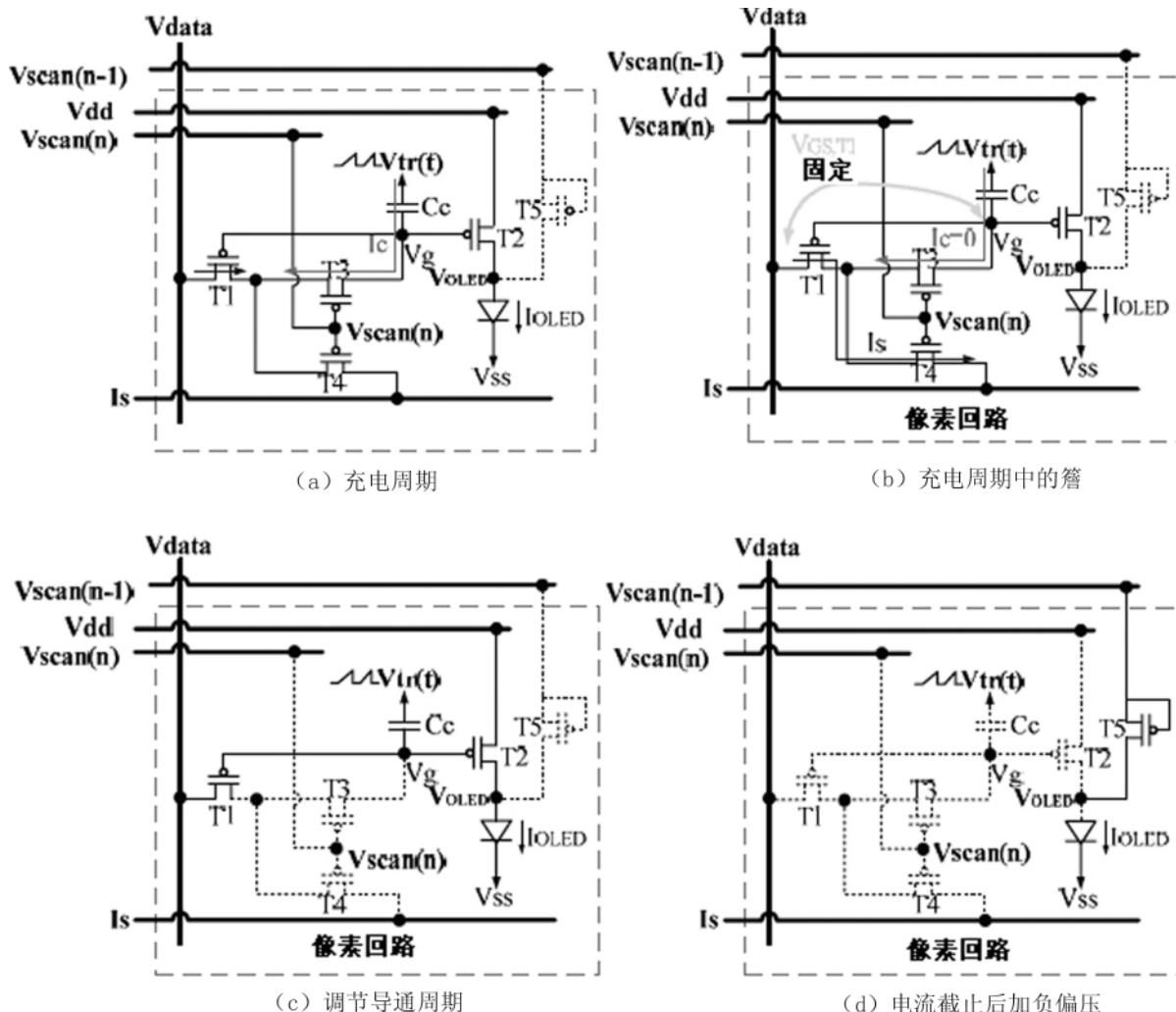


图 28 新驱动像素回路的四个工作周期

新技术补偿电路由普通的 2T-1C 电压补偿像素电路和一个静态电路单元来实现,如图 29 所示。静态电路单元应该能产生符号相反的  $V_{th}$ , 同时使源极能提供 OLED 所必需的电流。当然 还必须由最少的 TFT 组成,因为像素的 Si 面积是被限定的。

静态电路单元由一个相反符号  $V_{th}$  产生器和一个缓冲器组成。相反符号  $V_{th}$  产生器是一个漏极和栅极都接地的被连接成二极管的 p-TFT, 当这个被连接成二极管的 p-TFT 被偏置成只流过少量电流  $I_{bias1}$  时,其漏源极间电压将等于  $|V_{th}|$ 。缓冲器采用源极跟随器(FVF),由 T2 和 T3 组成,如图 30 所示,T3 被连接成源极跟随器,它的电流恒定,并且等于与输出电路无关的  $I_{bias2}$ ,可以看做是一个带反馈分路的电压跟随器。如忽略二阶效应,其电压增益为 1,  $V_{SG,T1}$  将保持常数,结果是输出电压等于输入电压  $|V_{th}|$  加一个  $V_{ct}$  的直流电平位移。FVF 的输出阻抗只有几百欧姆,能

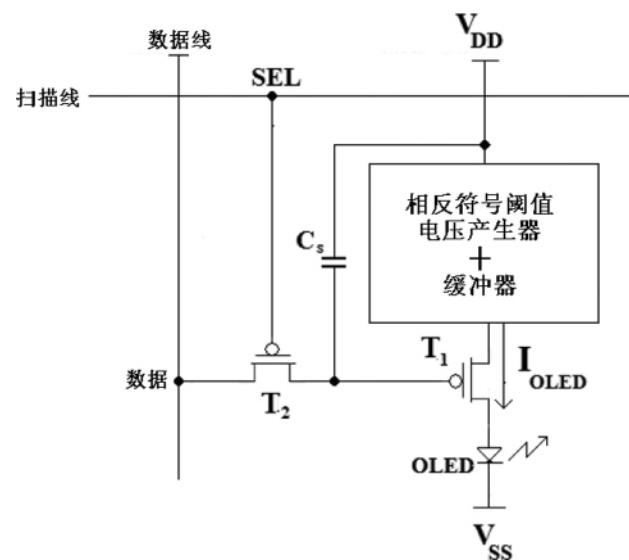


图 29 采用普通 2T-1C 像素结构的新阈值电压补偿技术

为驱动 TFT 源极提供 OLED 所需的大电流。

图 30 所示的电压补偿电路属于镜像型设计,因为阈值电压补偿是靠镜像 TFT T1 实现的。节点 A 的电压  $V_A = V_{ct} + |V_{th}|$ , 其中  $V_{ct}$  由于节点 A 的低阻抗是一个与 OLED 电流无关的常数。

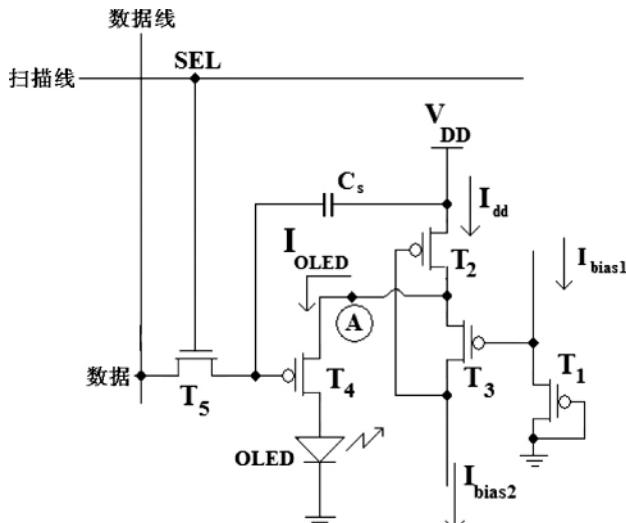


图 30 快速响应的阈值电压补偿电路

该电路分两步工作:首先是编程,扫描线处于高电平(即被选址), $T_5$  导通,数据电压  $V_{DATA}$  被储存在储存电容  $C_s$  上。其次是显示, $T_5$  截止,处于饱和状态的驱动 TFT  $T_4$  产生的 OLED 电流将等于

$$I_{D,T4} = I_{OLED} = K(V_{GS} - |V_{th}|)^2 = K(V_{ct} + |V_{th}| - V_{DATA} - |V_{th}|)^2 \\ I_{OLED} = K(V_{ct} - V_{DATA})^2 \quad (18)$$

由式(18)可知  $I_{OLED}$  与  $V_{th}$  无关,即像素亮度对  $V_{th}$  的变化有高的免疫力。该像素电路的主要优点是,阈值电压补偿技术是由连接在驱动 TFT 源极节点的静态电路单元实现的,所需要的两个偏置电流对显示阵列中的全部像素都是相同的。因此,普通 2T-1C 像素结构的全部优点(如响应速度最快、像素和外围驱动电路最简单等)在这都保留着。最后, $T_1$  和  $T_4$  在像素中的位置应尽量靠近,以使该两管  $V_{th}$  相同的假定成立。

为了检验新方案,对该像素结构进行了模拟计算,模拟中取:全部 TFT 的沟道长度  $L$  均为  $10\mu m$ , $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5$  的沟道宽度  $W$  分别为  $20\mu m, 30\mu m, 50\mu m, 20\mu m, 10\mu m$ , $V_{DD}=15V$ , 储存电容的电容量为  $0.5pF$ , 偏置电流  $I_{bias1}, I_{bias2}$  分别为  $50nA, 200nA$ , 数字电压从  $1.5V$  变化到  $8V$ , TFT 的沟道迁移率为  $45cm^2/Vs$ , 阈值电压为  $-2.1V$ , 阈值电压的波动为  $\pm 300mV$ 。模拟结果是对于新方案的像素结构,在  $I_{OLED}$  为  $2.4\mu A$  的情况下,当数字电压从  $1.5V$  变化到

$8V$  时,由于阈值电压变化引起的  $\Delta I_{OLED}$  为  $\pm 60nA$  即只有  $2.5\%$  的相对误差。在  $I_{OLED}$  为小电流的情况下,这个相对误差也变化不大。倘若设采样  $V_{th}$  达到  $95\%$  为稳定的建立时间,则只要  $I_{OLED}>100nA$ , 建立时间  $<5\mu s$ 。由此可见 稳态的建立时间能满足 HDTV 使用的要求。对于普通的 2T-1C 的像素结构,由于阈值电压  $\pm 300mV$  的波动,引起的  $I_{OLED}$  的相对误差从高  $I_{OLED}$  情况下的  $8\%$  增加到低  $I_{OLED}$  情况下的  $30\%$ 。

表 1 中对已介绍过的各种像素补偿结构作了比较。

表 1 新方案和大多数普通像素补偿结构间的比较

像素结构	均匀性	稳态建立时间	温度的影响	驱动器的复杂性
本节提出的新方案	高	非常快	中	低
普通的 2T-1C	低	非常快	差	低
镜像电压编程	低 / 中	快	中	中
非镜像电压编程	中	快	差	中
镜像电流编程	中	慢	好	高
非镜像电流编程	高	慢	好	高

### 3.8 在驱动 IC 内进行补偿

以上所述补偿方法都属于像素内补偿,LG Philips LCD Co.已开发出一种在驱动 IC 内进行补偿的外补偿方法。其基本思路是先显示一幅单一灰度的图像,测出屏面上各点的亮度分布,将该信息储存起来,计算出为使屏均匀发光对各像素信号点应乘的系数,构成一个修正矩阵。以后的输入数据信号都要先经过这个矩阵修正,这样就能完全消除屏面上各种潜在的引起亮度不均匀的因素。如果考虑到驱动 TFT 和 OLED 参数在寿命过程中的漂移,则可在显示器每工作一段时间后将修正矩阵重新校正一次。

## 4 结 论

随着 AM-OLED 向显示屏面积更大、图像质量更高的方向迈进,还会有各种新的像素补偿技术出现,但是,其基本原理将不会跳出上面所介绍的范围。

### 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。

## 雷曼光电获中国 LED 行业 2010 年度评选两项大奖

2011 年 5 月 7 日,雷曼光电在 2011 中国 LED 行业高峰论坛暨中国 LED 行业(2010)年度评选颁奖典礼上收获颇丰,以黑美人为代表的高对比度 LED 显示屏专用 SMD 器件及技术获“2010 中国 LED 技术创新奖”、董事长李漫铁获“2010 中国 LED 行业领军人物”,并在论坛上作了“全彩显示屏 SMD 器件发展趋势”报告。2011 中国 LED 行业高峰论坛暨中国 LED 行业(2010)年度评选颁奖典礼由国家工业和信息化部电子信息司、广东省经济和信息化委员会、国家工业和信息化部电子信息司、广东省经济和信息化委员会在深圳会展中心联合主办,产业主管部门领导、业界知名专家、国内外企业高层等 500 来人出席了会议,商讨 LED 产业现状及前景。

### 高峰对话 共谋产业发展

中国光协 LED 显示应用分会理事长关积珍致开幕辞并发表“2010 全国 LED 显示应用行业发展报告”,中国光协光电器件分会顾问张万生作题为“我国 LED 产业的回顾与展望”的报告。雷曼光电董事长李漫铁在“全彩显示屏 SMD 器件发展趋势”的演讲中,对户内外全彩贴片 SMD 器件的发展历程进行了概述,且着重介绍雷曼光电采用领先于行业的最新技术制造了 3528SMD 器件产品“黑美人”系列,“黑美人”优异的特性赢得了在场听众的赞誉。专家与企业高层代表们在高峰论坛上分析了 2010 年中国 LED 产业发展问题、2011 年中国 LED 企业的总战略及调整方向,预测了中国 LED 市场各领域(原材料、设备、外延芯片、显示屏、照明等)的投资情况及趋势,共同探讨了中国 LED 产业的发展前景以及中国 LED 产

的良性发展,并邀请台湾光电半导体设备产业协会领导做了台湾 LED 产业的市场分析报告,与中国大陆 LED 产业的龙头企业做经验交流,展示其最新的产品和技术,互通有无,促进行业发展。

### 颁奖盛典 黑美人大放异彩

在中国 LED 行业 2010 年度评选颁奖典礼上,雷曼光电董事长李漫铁领取了“2010 中国 LED 技术创新奖”、“2010 中国 LED 行业领军人物”两项大奖。李董在业内极具影响力,为 2010 年中国 LED 产业的发展做出了特殊的贡献。据李董介绍,获得创新奖的黑美人发布于 2011 年 2 月 16 日,是雷曼光电自主研发的一款高对比度、低功耗的户内全彩显示屏 SMD 器件新产品。型号为 LS-BTFP-HBC 的这款户内全彩 3528SMD 器件,与传统表面刷墨型 3528SMD 比,对比度提高 30% 以上,并可免去显示屏面罩;与全黑型 3528SMD 相比,在亮度相同的条件下,功耗节省一半,在功耗相同条件下,成本下降 30%。雷曼光电获得的这两个奖项均是在工业和信息化部的指导下,由中国光学光电子行业协会光电器件分会、中国光学光电子行业协会发光二极管显示应用分会、2011 深圳光电显示周组委会,共同组织来自业界专家组成的评选委员会,通过评审、打分等步骤最终评选出,公正公平。

2011 中国 LED 行业高峰论坛暨中国 LED 行业(2010)年度评选颁奖典礼为业内专家与国内外企业高层代表们提供机会共同探讨技术、产品和应用新趋势,共同谋划市场、产业、和企业新战略,是 LED 行业的一次盛会。