



(10) 授权公告号 CN 102414737 B

(45) 授权公告日 2014. 04. 23

(56) 对比文件

CN 1407526 A, 2003. 04. 02,

CN 1977302 A, 2007. 06. 06,

CN 1619606 A, 2005. 05. 25,

CN 1606056 A, 2005. 04. 13.

US 2006214888 A1, 2006. 09. 28,

CN 1407526 A, 2003. 04. 02,

US 2008238834 A1, 2008. 10. 02,

审查员 张洪雷

(73) 专利权人 全球 OLED 科技有限责任公司

地址 美国弗吉尼亚州

(72)发明人 查尔斯·I·利维 约翰·W·哈默

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 李辉 吕俊刚

(51) Int. Cl.

G09G 3/32 (2006.01)

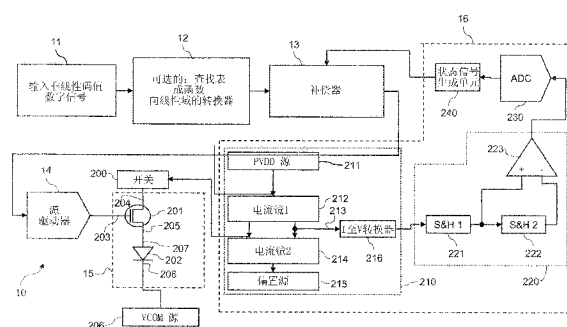
权利要求书1页 说明书18页 附图14页

(54) 发明名称

补偿驱动信号的电致发光子像素

(57) 摘要

本发明补偿诸如有机发光二极管 (OLED) 子像素的电致发光 (EL) 子像素的诸如阈值电压 V_{th} 偏移、EL 电压 V_{oled} 偏移和 OLED 效率损失的老化效应。在一个或更多个测量基准栅极电压下测量子像素的驱动电流, 以形成表示该子像素的驱动晶体管和 EL 发射器的特性的状态信号。在驱动晶体管工作的线性区中进行电流测量, 以改进诸如现代 LTPS PMOS OLED 显示器的系统中的信噪比, 由于沟道长度调制, 所述系统在其使用寿命期间具有相对小的 V_{oled} 偏移, 进而具有相对小的电流改变。还抑制了各种噪声源以进一步增大信噪比。



1. 一种用于向电致发光(EL)子像素中的驱动晶体管的栅电极提供驱动晶体管控制信号的设备,该设备包括:

(a)所述电致发光(EL)子像素,其包括具有第一电极和第二电极的EL发射器以及具有第一供电电极、第二供电电极和所述栅电极的所述驱动晶体管,其中,所述驱动晶体管的所述第二供电电极电连接至所述EL发射器的所述第一电极,以向所述EL发射器提供电流;

(b)第一电压源,其电连接至所述驱动晶体管的所述第一供电电极;

(c)第二电压源,其电连接至所述EL发射器的所述第二电极;

(d)源驱动器,在进行测量时其用作测试电压源,并电连接至所述驱动晶体管的所述栅电极;

(e)电压控制器,其用于控制所述第一电压源、第二电压源和测试电压源的电压,以使所述驱动晶体管在线性区中工作;

(f)测量电路,其用于在不同的时间测量通过所述驱动晶体管的所述第一供电电极和所述第二供电电极的电流,以提供表示随着时间推移由于所述驱动晶体管和所述EL发射器的工作所引起的所述驱动晶体管和所述EL发射器的特性的变化的状态信号,其中,当所述驱动晶体管在所述线性区中工作时测量所述电流;

(g)用于提供线性码值的装置;以及

(h)补偿器,其响应于所述状态信号来改变所述线性码值,以补偿所述驱动晶体管和所述EL发射器的特性的变化;

其中,所述源驱动器响应于所改变的线性码值来产生所述驱动晶体管控制信号,以用于驱动所述驱动晶体管的所述栅电极,

其中,所述测量电路包括:第一电流镜,其用于产生镜像电流,该镜像电流是经过所述第一供电电极和所述第二供电电极的驱动电流的函数;以及第二电流镜,其用于将偏置电流施加到所述第一电流镜以减小所述第一电流镜的阻抗。

2. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述EL发射器是OLED发射器。

3. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述驱动晶体管是低温多晶硅晶体管。

4. 根据权利要求1所述的设备,该设备还包括开关,该开关用于选择性地所述测量电路电连接至通过所述第一供电电极和所述第二供电电极的电流流。

5. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述测量电路还包括:电流至电压转换器,其用于响应所述镜像电流来产生电压信号;以及用于响应所述电压信号来向所述补偿器提供所述状态信号的装置。

6. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述驱动晶体管控制信号是电压。

7. 根据权利要求1所述的设备,其中,所测量的电流小于所选阈值电流。

8. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述测量电路还包括用于存储目标信号和最近的电流测量值的存储器。

9. 根据权利要求1所述的设备,其中,所述补偿器还响应于所述线性码值来改变所述线性码值,以补偿所述驱动晶体管和所述EL发射器的特性的变化。

补偿驱动信号的电致发光子像素

技术领域

[0001] 本发明涉及施加到驱动晶体管的信号的控制,该驱动晶体管用于提供通过电致发光发射器的电流。

背景技术

[0002] 作为用于计算、娱乐和通信的信息显示器,平板显示器受到很大关注。例如,电致发光 (EL) 发射器被公知已经有一些年,并且近来被用于商业显示装置。这些显示器采用有源矩阵控制方案和无源矩阵控制方案这两者,并且可以采用多个子像素。各个子像素包含 EL 发射器和用于驱动电流通过该 EL 发射器的驱动晶体管。这些子像素通常按照二维阵列排列,各个子像素具有行地址和列地址并具有与该子像素关联的数据值。单个 EL 子像素还可以用于发光和用户界面应用。可以利用包括可涂覆无机 (coatable-inorganic) 发光二极管、量子点 (quantum-dot) 和有机发光二极管 (OLED) 的各种发射器技术来制造 EL 子像素。

[0003] 诸如有机发光二极管 (OLED) 技术的电致发光 (EL) 技术在亮度和功耗方面优于诸如白炽光和荧光的其它技术。然而,EL 子像素随着时间推移而经受性能劣化。为了在子像素的整个使用寿命期间提供高质量的光发射,必须补偿该劣化。

[0004] EL 发射器的光输出与通过该发射器的电流大致成比例,因此 EL 子像素中的驱动晶体管通常被构造为响应于栅极 - 源极电压 V_{gs} 的压控电流源 (voltage controlled current source)。与 LCD 显示器中使用的源驱动器类似的源驱动器向这些驱动晶体管提供控制电压。源驱动器可将所需码值转换为模拟电压以控制驱动晶体管。码值与电压之间的关系通常是非线性的,尽管具有更高位深度 (bit depth) 的线性源驱动器也逐渐变得可用。尽管 OLED 的非线性码值 - 电压关系的形状不同于典型的 (characteristic) LCD S 形状 (例如美国专利 No. 4, 896, 947 所示),但是该两种技术所需的源驱动器电子器件非常相似。除了 LCD 与 EL 源驱动器之间的相似性之外,LCD 显示器和 EL 显示器通常在相同的基板 (非晶硅 (a-Si)) 上制造,如例如 Tanaka 等人在美国专利 No. 5, 034, 340 中所提出的。非晶硅价格便宜,并且易于处理成大型显示器。

[0005] 劣化模式

[0006] 然而,非晶硅是亚稳的 (metastable):随着时间推移,当偏压 (voltage bias) 施加到 a-Si TFT 的栅极时,该 a-Si TFT 的阈值电压 (V_{th}) 偏移,因而使该 a-Si TFT 的 I-V 曲线偏移 (Kagan & Andry 编辑,“Thin-film Transistors”,New York:Marcel Dekker,2003 年,3.5 节,121-131 页)。在正向偏置下, V_{th} 通常随着时间推移增大,因此随着时间推移, V_{th} 偏移平均起来将导致显示器变暗。

[0007] 除了 a-Si TFT 的不稳定之外,现代 EL 发射器具有其自身的不稳定。例如,在 OLED 发射器中,随着时间推移,当电流经过 OLED 发射器时,其正向电压 (V_{oled}) 增大,并且其效率 (通常以 cd/A 测量) 减小 (Shinar 编辑,“Organic Light-Emitting Devices:a survey”,New York:Springer-Verlag,2004 年,3.4 节,95-97 页)。效率损失导致即使在利用恒定电

流驱动时,显示器随着时间推移平均起来也变暗。另外,在典型的 OLED 显示器构造中,OLED 附接到驱动晶体管的源极。在该构造中, V_{oled} 的增大将使晶体管的源极电压增大,使 V_{gs} 降低,从而使通过 OLED 发射器的电流 (I_{oled}) 减小,因此导致随着时间推移变暗。

[0008] 这三种影响 (V_{th} 偏移、OLED 效率损失和 V_{oled} 升高) 导致 OLED 子像素的亮度以与流经该 OLED 子像素的电流成比例的速率随着时间推移降低。(V_{th} 偏移是主要影响, V_{oled} 偏移是次要影响,OLED 效率损失是第三位影响)。因此,必须补偿该子像素的老化,以在该子像素的整个使用寿命期间保持规定的输出。

现有技术

[0009] 已经知道补偿这三个老化效应中的一个或更多个。考虑作为主要影响并且通过施加的偏压 (bias) 可反向的 V_{th} 偏移 (Mohan 等人,“Stability issues in digital circuits in amorphous silicon technology”, Electrical and Computer Engineering, 2001 年, 卷 1, 583-588 页), 补偿方案通常分为四组: 像素内补偿、像素内测量、面板内测量和反向偏压。

[0010] 像素内 V_{th} 补偿方案给予像素增加附加电路以在发生 V_{th} 偏移时补偿该 V_{th} 偏移。例如, Lee 等人在“A New a-Si:H TFT Pixel Design Compensating Threshold Voltage Degradation of TFT and OLED”(SID 2004 Digest, 264-274 页) 中提出了七晶体管一电容器 (7T1C) 子像素电路, 该子像素电路通过在施加所需数据电压之前将该子像素的 V_{th} 存储在该子像素的存储电容器中来补偿 V_{th} 偏移。这种方法补偿了 V_{th} 偏移, 但是它们无法补偿 V_{oled} 升高或 OLED 效率损失。与传统 2T1C 电压驱动子像素电路相比, 这些方法需要增加子像素复杂度和增大子像素电子器件尺寸。增加子像素复杂度会降低生产量, 因为所需的越精细的特征越易于带来加工误差。特别是在典型的底部发射构造中, 增大子像素电子器件总尺寸会增大功耗, 因为其减小了孔径比 (aperture ratio), 即, 发射光的该子像素的百分比。在电流固定的情况下 OLED 的光发射与面积成比例, 因此孔径比较小的 OLED 发射器需要更多电流来产生与孔径比较大的 OLED 相同的亮度。另外, 较小面积内的较大电流增大了 OLED 发射器中的电流密度, 这加速了 V_{oled} 升高和 OLED 效率损失。

[0011] 像素内测量 V_{th} 补偿方案给各个子像素增加附加电路以允许测量代表 V_{th} 偏移的值。然后, 面板外电路处理测量值并调节各个子像素的驱动, 以补偿 V_{th} 偏移。例如, Nathan 等人在美国专利申请公开 No. 2006/0273997 中提出四晶体管像素电路, 该四晶体管像素电路允许将 TFT 劣化数据作为给定电压条件下的电流或给定电流条件下的电压进行测量。Nara 等人在美国专利 No. 7, 199, 602 中提出给予像素增加开关晶体管以将该子像素连接到检查互连器。Kimura 等人在美国专利 No. 6, 518, 962 中提出了给予像素增加校正 TFT 以补偿 EL 劣化。这些方法存在与像素内 V_{th} 补偿方案相同的缺点, 但是一些方法可附加地补偿 V_{oled} 偏移或 OLED 效率损失。

[0012] 像素内测量 V_{th} 补偿方案在不修改面板设计的情况下, 在面板周围增加电路以采集和处理测量值。例如, Naugler 等人在美国专利申请公开 No. 2008/0048951 中提出了在各种驱动晶体管栅极电压下测量通过 OLED 发射器的电流, 以定位用于补偿的预先计算好的查找表上的点。然而, 该方法需要大量查找表, 占用大量的存储器。另外, 该方法没有认识到将补偿与显示器驱动电子器件中通常执行的图像处理集成的问题。

[0013] 反向偏压 V_{th} 补偿方案使用一种形式的反向电压偏置以使 V_{th} 偏移回一起始点。这些方法无法补偿 V_{oled} 升高或 OLED 效率损失。例如,Lo 等人在美国专利 No. 7, 116, 058 中提出了调制有源矩阵像素电路中的存储电容器的基准电压,以使驱动晶体管在各帧之间反向偏压。在帧内或多帧之间施加反向偏压防止了可见的伪影 (artifact),但是降低了占空比,因而降低了峰值亮度 (peak brightness)。反向偏压方法可补偿面板的平均 V_{th} 偏移,且在功耗方面的增加低于像素内补偿方法,但是反向偏压方法需要更复杂的外部电源,可能需要附加像素电路或信号线,并且可能无法补偿比其它子像素退化更严重的单独的子像素。

[0014] 考虑 V_{oled} 偏移和 OLED 效率损失,Arnold 等人的美国专利 No. 6, 995, 519 是补偿 OLED 发射器的老化的方法的一个示例。该方法假设发射器亮度的全部改变是由 OLED 发射器中的改变引起的。然而,当电路中的驱动晶体管由 a-Si 形成时,该假设是无效的,因为晶体管的阈值电压也随着使用而改变。因此,Arnold 的方法将无法在晶体管表现出老化效应的电路中对老化的子像素提供完全的补偿。另外,当使用诸如反向偏压的方法来减轻 a-Si 晶体管阈值电压偏移时,在没有对反向偏压效果的适当追踪 / 预测或者 OLED 电压改变或晶体管阈值电压改变的直接测量的情况下, OLED 效率损失的补偿可能变得不可靠。

[0015] 另选的补偿方法直接测量子像素的光输出,如例如 Young 等人在美国专利 No. 6, 489, 631 中所提出的。这些方法可补偿所有三个老化因素的改变,但是需要精度非常高的外部光传感器或该子像素中的集成光传感器。外部光传感器增加装置的成本和复杂度,而集成光传感器增加子像素复杂度和电子器件尺寸,并且伴随着性能的降低。

[0016] 因此,仍需要改进补偿以克服这些缺点,从而补偿 EL 子像素劣化。

发明内容

[0017] 根据本发明,提供了一种用于向电致发光 (EL) 子像素中的驱动晶体管的栅电极提供驱动晶体管控制信号的设备,该设备包括:

[0018] (a) 所述电致发光 (EL) 子像素,其包括具有第一电极和第二电极的 EL 发射器以及具有第一供电电极 (supply electrode)、第二供电电极和所述栅电极的所述驱动晶体管,其中,所述驱动晶体管的所述第二供电电极电连接至所述 EL 发射器的所述第一电极,以向所述 EL 发射器提供电流;

[0019] (b) 第一电压源,其电连接至所述驱动晶体管的所述第一供电电极;

[0020] (c) 第二电压源,其电连接至所述 EL 发射器的所述第二电极;

[0021] (d) 测试电压源,其电连接至所述驱动晶体管的所述栅电极;

[0022] (e) 电压控制器,其用于控制所述第一电压源、第二电压源和测试电压源的电压,以使所述驱动晶体管在线性区中工作;

[0023] (f) 测量电路,其用于在不同的时间测量流经所述驱动晶体管的所述第一供电电极和第二供电电极的电流,以提供表示随着时间推移由于所述驱动晶体管和 EL 发射器的工作所引起的所述驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化的状态信号,其中,当所述驱动晶体管在所述线性区中工作时测量所述电流;

[0024] (g) 用于提供线性码值的装置;

[0025] (h) 补偿器,其用于响应于所述状态信号来改变所述线性码值,以补偿所述驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化;以及

[0026] (i) 源驱动器,其响应于所改变的线性码值来产生所述驱动晶体管控制信号,以用于驱动所述驱动晶体管的所述栅电极。

[0027] 本发明提供了一种有效的方法来提供所述驱动晶体管控制信号。该方法仅需要一个测量值来执行补偿。该方法可应用于任何有源矩阵子像素。通过使用查找表(LUT)将信号从非线性改变为线性,使得补偿可在线性电压域中进行,简化了所述控制信号的补偿。该方法补偿 V_{th} 偏移、 V_{oled} 偏移和 OLED 效率损失而无需复杂的像素电路或外部测量装置。该方法没有减小子像素的孔径比。该方法对子像素的正常工作没有影响。通过在晶体管的线性工作区中工作时获取所述 EL 子像素的特性的测量值来获得经改进的 S/N(信号/噪声)。

附图说明

[0028] 图 1 是用于实践本发明的显示系统的框图;

[0029] 图 2 是图 1 的框图的详细版本的示意图;

[0030] 图 3 是用于操作图 2 的测量电路的时序图;

[0031] 图 4A 是未老化子像素和老化子像素的代表性 I-V 特性曲线,其示出了 V_{th} 偏移;

[0032] 图 4B 是未老化子像素和老化子像素的代表性 I-V 特性曲线,其示出了 V_{th} 偏移和 V_{oled} 偏移;

[0033] 图 5A 是图 1 的补偿器的高层数据流图;

[0034] 图 5B 是补偿器的详细数据流图的(两个部分中的)第一部分;

[0035] 图 5C 是补偿器的详细数据流图的(两个部分中的)第二部分;

[0036] 图 6 是表示域转换单元和补偿器的效果的琼斯图(Jones-diagram);

[0037] 图 7 是示出补偿测量频率随着时间推移的代表性图示;

[0038] 图 8 是示出作为百分比电流的函数的百分比效率的代表性图示;

[0039] 图 9 是根据本发明的子像素的详细示意图;

[0040] 图 10 是 OLED 电压随着时间推移的改进的图示;以及

[0041] 图 11 是示出 OLED 效率、OLED 老化以及 OLED 驱动电流密度之间的关系的曲线图。

具体实施方式

[0042] 本发明补偿 EL 子像素(诸如,有机发光二极管(OLED)子像素)的驱动晶体管和电致发光(EL)发射器中的劣化。在一个实施方式中,补偿有源矩阵 OLED 面板上的所有子像素的 V_{th} 偏移、 V_{oled} 偏移和 OLED 效率损失。

[0043] 下面的讨论首先将系统作为整体来考虑。然后描述子像素的电气细节,接着描述针对测量该子像素的电气细节。接下来涉及补偿器如何使用测量值。最后,从工厂到使用寿命终结(end-of-life)地描述如何在一个实施方式中(例如,在消费类产品中)实现该系统。

[0044] 概述

[0045] 图 1 示出本发明的系统 10 的框图。非线性输入信号 11 指定(command)来自 EL 子像素中的 EL 发射器的特定光强度。该信号 11 可来自于视频解码器、图像处理路径或另一信号源,该信号 11 可以是数字的或模拟的,并且可非线性编码或线性编码。例如,非线性输入信号可以是 sRGB 码值(IEC 61966-2-1:1999+A1)或 NTSC 亮度(luma)电压。无论来

源和格式如何,可优选地通过转换器 12 将该信号转换为数字形式并转换到线性域,例如线性电压,该转换器 12 将在下面的“跨域处理和位深度”中进一步讨论。转换结果将是可表示所指定的驱动电压的线性码值。

[0046] 补偿器 13 接收线性码值,该线性码值与来自 EL 子像素的指定的特定光强度相对应。随着时间推移,由于云纹和 EL 子像素中的驱动晶体管和 EL 发射器的操作所导致的驱动晶体管和 EL 发射器中的变化,EL 子像素通常将无法响应于该线性码值产生所指定的光强度。补偿器 13 输出经改变的线性码值,所改变的线性码值将使得 EL 子像素产生所指定的强度,从而补偿随着时间推移由于驱动晶体管和 EL 发射器的操作而导致的驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化,并且逐个子像素地补偿驱动晶体管和 EL 发射器的特性变化。补偿器的操作将在下面的“实施”中进一步讨论。

[0047] 来自补偿器 13 的所改变的线性码值被传递给源驱动器 14,该源驱动器 14 可以是数模转换器。源驱动器 14 响应于所改变的线性码值来产生驱动晶体管控制信号,该驱动晶体管控制信号可以是模拟电压或电流或者诸如脉宽调制波形的数字信号。在优选实施方式中,源驱动器 14 可以是具有线性输入-输出关系的源驱动器,或者是伽马电压被设置为产生近似线性输出的传统 LCD 或 OLED 源驱动器。在后一种情况下,相对于线性的任何偏离将影响结果的质量。源驱动器 14 还可以是时分(数字驱动)源驱动器,如例如 Kawabe 的共同转让的 WO 2005/116971 中所提出的。来自数字驱动源驱动器的模拟电压被设置为指定光输出的预定电平取决于来自补偿器的输出信号的时间量。与之相比,传统源驱动器提供电平取决于来自补偿器的输出信号的模拟电压达固定时间量(通常为整个帧)。源驱动器可同时输出一个或更多个驱动晶体管控制信号。面板优选地具有多个源驱动器,各个源驱动器一次输出针对一个子像素的驱动晶体管控制信号。

[0048] 源驱动器 14 所产生的驱动晶体管控制信号被提供给 EL 子像素 15。该电路将在下面的“显示元件描述”中讨论。当模拟电压被提供给 EL 子像素 15 中的驱动晶体管的栅电极时,电流流过驱动晶体管和 EL 发射器,导致该 EL 发射器发射光。通过该 EL 发射器的电流与该发射器的光输出的亮度之间通常存在线性关系,并且施加到该驱动晶体管的电压与通过该 EL 发射器的电流之间存在非线性关系。因此,帧期间由 EL 发射器所发射的光的总量可以是来自源驱动器 14 的电压的非线性函数。

[0049] 通过电流测量电路 16(将在下面的“数据收集”中进一步讨论)在特定驱动条件下测量流过该 EL 子像素的电流。针对该 EL 子像素所测量的电流向补偿器提供为了调节所指定的驱动信号所需要的信息。这将在下面的“算法”中进一步描述。

[0050] 显示元件描述

[0051] 图 9 示出将电流施加到 EL 发射器(例如,OLED 发射器)的 EL 子像素 15 以及相关电路。EL 子像素 15 包括驱动晶体管 201、EL 发射器 202、以及可选的存储电容器 1002 和选择晶体管 36。第一电压源 211(“PVDD”)可为正,第二电压源 206(“Vcom”)可为负。EL 发射器 202 具有第一电极 207 和第二电极 208。驱动晶体管具有栅电极 203、第一供电电极 204(可为该驱动晶体管的漏极)和第二供电电极 205(可为该驱动晶体管的源极)。可选地,可以通过选择晶体管 36 将驱动晶体管控制信号提供给栅电极 203。驱动晶体管控制信号可被存储在存储电容器 1002 中。第一供电电极 204 电连接至第一电压源 211。第二供电电极 205 电连接至 EL 发射器 202 的第一电极 207 以将电流施加到该 EL 发射器。该 EL

发射器的第二电极 208 电连接至第二电压源 206。这些电压源通常位于 EL 面板外。电连接可通过开关、总线、导电晶体管或者能够提供电流路径的其它装置或结构来形成。

[0052] 在本发明的一个实施方式中,第一供电电极 204 通过 PVDD 总线 1011 电连接至第一电压源 211,第二电极 208 通过片型阴极 1012 电连接至第二电压源 206,并且当通过栅极线 34 启用选择晶体管 36 时,由源驱动器 14 经由列线 (column line) 32 将驱动晶体管控制信号提供给栅电极 203。

[0053] 图 2 示出在系统 10 环境下的 EL 子像素 15,该图 2 包括图 1 所示的非线性输入信号 11、转换器 12、补偿器 13 和源驱动器 14。如上所述,驱动晶体管 201 具有栅电极 203、第一供电电极 204 和第二供电电极 205。EL 发射器 202 具有第一电极 207 和第二电极 208。该系统具有电压源 211 和 206。

[0054] 忽略泄漏,相同的电流 (驱动电流) 从第一电压源 211 经过第一供电电极 204 和第二供电电极 205,以及经过 EL 发射器电极 207 和 208 到第二电压源 206。该驱动电流导致该 EL 发射器发射光。因此,可在此驱动电流路径中的任何点处测量电流。可在 EL 面板外第一电压源 211 处测量电流,以减小该 EL 子像素的复杂度。本文中称驱动电流为 I_{ds} ,即,通过驱动晶体管的漏极和源极端子的电流。

[0055] 数据收集

[0056] 硬件

[0057] 仍参照图 2,为了不依赖于面板上的任何特殊电子器件来测量 EL 子像素 15 的电流,本发明采用测量电路 16,该测量电路 16 包括电流镜单元 210、相关双采样 (CDS) 单元 220 以及可选的模数转换器 (ADC) 230 和状态信号生成单元 240。

[0058] 按照与驱动晶体管 201 的栅电极 203 上的测量基准栅极电压 (图 4A 510) 对应的电流来测量各个 EL 子像素 15。为了产生该电压,当进行测量时,源驱动器 14 充当测试电压源,并向栅电极 203 提供测量基准栅极电压。有利的是,可以通过选择与小于所选阈值电流的测量电流对应的测量基准栅极电压来保持测量对用户不可见。所选阈值电流可被选择为小于从 EL 发射器发射可感知的光 (例如,1.0nit 或更小) 所需的电流。由于直到进行测量为止测量电流是未知的,所以测量基准栅极电压可以通过建模来进行选择,以与预期电流相对应,该预期电流是低于所选阈值电流的所选净高 (headroom) 百分比。

[0059] 电流镜单元 210 附接到电压源 211,但是该电流镜单元 210 可附接在驱动电流路径上的任何位置。第一电流镜 212 通过开关 200 将驱动电流提供给 EL 子像素 15,并在该第一电流镜 212 的输出 213 上产生镜像电流。该镜像电流可等于该驱动电流,或是该驱动电流的函数。例如,该镜像电流可以是该驱动电流的倍数,以提供附加测量系统增益。第二电流镜 214 和偏置源 215 向第一电流镜 212 施加偏置电流,以减小从面板看过去的该第一电流镜的阻抗,从而有利地增加测量电路的响应速度。该电路还减小正被测量的通过 EL 子像素的电流由于测量电路的电流消耗 (current draw) 所引起的电流镜中的电压改变而导致的改变。相比诸如简单的感测电阻器 (其会根据电流来改变驱动晶体管端子处的电压) 的其它电流测量选项,这有利地改进了信噪比。最后,电流至电压 (I 至 V) 转换器 216 将来自第一电流镜的镜像电流转换为电压信号以用于进一步处理。I 至 V 转换器 216 可包括跨阻 (transimpedance) 放大器或低通滤波器。

[0060] 开关 200 可以是继电器或 FET,该开关 200 可选择性地将测量电路电连接至经过驱

动晶体管 201 的第一电极和第二电极的驱动电流流 (drive current flow)。在测量期间, 开关 200 可将第一电压源 211 电连接至第一电流镜 212 以允许测量。在正常工作期间, 开关 200 可将第一电压源 211 直接电连接至第一供电电极 204 而不是第一电流镜 212, 从而将测量电路从驱动电流流中移除。这使得测量电路对面板的正常工作没有影响。这样还有利地允许测量电路的组件 (例如, 电流镜 212 和 214 中的晶体管) 仅针对测量电流而不是针对工作电流调节尺寸。因为正常工作通常消耗比测量多许多的电流, 所以这样使得能够显著减小测量电路的尺寸和成本。

[0061] 采样

[0062] 电流镜单元 210 允许在单个时间点上测量一个 EL 子像素的电流。为了改进信噪比, 在一个实施方式中, 本发明使用相关双采样。

[0063] 现在参照图 3, 并且还参照图 2, 当 EL 子像素 15 是关闭的时进行测量 49。因而消耗暗电流, 该暗电流可为零或仅为泄漏量。如果暗电流为非零, 则可以优选地通过对 EL 子像素的电流进行测量来确定 (deconfound) 该暗电流。在时间 1, 启用 EL 子像素 15 并利用测量电路 16 来测量该 EL 子像素 15 的电流 41。具体地说, 所测量的是来自电流镜单元 210 的电压信号, 该电压信号表示通过如上所述的第一电压源和第二电压源的驱动电流 I_{ds} ; 为清晰起见, 测量表示电流的电压信号被称作“测量电流”。电流 41 是来自第一子像素的电流与暗电流之和。第一测量值 41 与暗电流测量值 49 之差 43 是第二子像素所消耗的电流。该方法使得能够在子像素的稳定时间允许的情况下尽可能快地进行测量。

[0064] 再次参照图 2, 并且还参照图 3, 相关双采样单元 220 对所测量的电流进行采样以生成状态信号。在硬件中, 通过将来自电流镜单元 210 的、电流所对应的电压信号锁存到图 2 的采样和保持单元 221 和 222 中来测量这些电流。这些电压信号可以是由 I 至 V 转换器 216 生成的电压信号。差分放大器 223 获取连续子像素测量值之差。采样和保持单元 221 的输出电连接至差分放大器 223 的正端子, 单元 222 的输出电连接至放大器 223 的负端子。例如, 当测量电流 49 时, 测量值被锁存到采样和保持单元 221 中。然后, 在测量电流 41 之前 (被锁存到单元 221 中), 单元 221 的输出被锁存到第二采样和保持单元 222 中。然后测量电流 41。这样将电流 49 留在单元 222 中, 将电流 41 留在单元 221 中。因此, 差分放大器的输出 (单元 221 中的值减去单元 222 中的值) 是 (由电压信号表示的) 电流 41 减去 (由电压信号表示的) 电流 49, 或差 43。可以按照各个驱动电平 (栅极电压或电流密度) 连续进行测量, 以形成针对子像素的 I-V 曲线。

[0065] 差分放大器 223 的模拟或数字输出可被直接提供给补偿器 13。另选地, 模数转换器 230 可以优选地将差分放大器 223 的输出数字化, 以将数字测量数据提供给补偿器 13。

[0066] 测量电路 16 可优选地包括状态信号生成单元 240, 该状态信号生成单元 240 接收差分放大器 223 的输出, 并执行进一步的处理以针对 EL 子像素提供状态信号。这些状态信号可以是数字的或模拟的。参照图 5B, 为了清晰起见, 在补偿器 13 的环境下示出状态信号生成单元 240。在各种实施方式中, 状态信号生成单元 240 可包括用于保持关于子像素的数据的存储器 619。

[0067] 在本发明的第一实施方式中, 电流差 (例如, 43) 可以是对应子像素的状态信号。在该实施方式中, 状态信号生成单元 240 可对电流差执行线性变换, 或者不修改地传递该电流差。在该测量基准栅极电压下通过该子像素的电流 (43) 取决于该子像素中的驱动晶

体管和 EL 发射器的特性,进而有意义地表示该子像素中的驱动晶体管和 EL 发射器的特性。电流差 43 可被存储在存储器 619 中。

[0068] 在第二实施方式中,存储器 619 存储 EL 子像素 15 的目标信号 i_0 611。存储器 619 还存储该 EL 子像素的最近的电流测量值 i_1 612,该测量值可以是通过测量电路针对该子像素最近测量的值。测量值 612 还可以是多次测量的平均值、过去时间内的测量的指数加权移动平均值、或者对本领域技术人员而言明显的其它平滑方法的结果。目标信号 i_0 611 和电流测量值 i_1 612 可如下所述进行比较,以提供百分比电流 613,该百分比电流 613 可以是 EL 子像素的状态信号。该子像素的目标信号可以是该子像素的电流测量值,因而百分比电流可表示随着时间推移由于驱动晶体管和 EL 发射器的工作所引起的该驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化。

[0069] 存储器 619 可包括 RAM、诸如闪存的非易失性 RAM 以及诸如 EEPROM 的 ROM。在一个实施方式中, i_0 值存储在 EEPROM 中, i_1 值存储在闪存中。

[0070] 噪声源

[0071] 在实践中,电流波形可能并非规则的阶梯形,因此仅可在等待波形稳定之后才进行测量。还可对各个子像素进行多次测量并一起取平均。这些测量可连续地或在独立的测量操作中进行。电压源 206 与 211 之间的电容可增加稳定时间。该电容可能是面板所固有的,或者是外部电容器所提供的,这在正常操作中是常见的。有利的是设置开关,该开关可用于在进行测量时与外部电容器电断开。

[0072] 任何电压源上的噪声将影响电流测量。例如,栅极驱动器用来停用行的电压源(常称作 VGL 或 V_{off} ,通常为大约 -8VDC)上的噪声会电容式耦合到选择晶体管两端进入驱动晶体管中并影响电流,从而使得电流测量中的噪声更大。如果面板具有多个供电区域,例如,分割的供电平面,则这些区域可并行测量。这种测量可隔离区域之间的噪声并减小测量时间。

[0073] 每当源驱动器开关时,其噪声瞬变(transient)会耦合到电压源平面和各个子像素中,导致测量噪声。为了减小该噪声,来自源驱动器的控制信号可保持恒定。这将消除源驱动器瞬变噪声。

[0074] 电流稳定性

[0075] 迄今为止的讨论假设一旦子像素开启并稳定为一个电流,该子像素就将针对列的剩余部分保持在该电流。可违背该假设的两个影响是存储电容器泄漏和子像素内效应。

[0076] 参照图 9,子像素 15 中的选择晶体管 36 的泄漏电流可逐渐泄放存储电容器 1002 上的电荷,从而改变驱动晶体管 201 的栅极电压,进而改变所消耗的电流。另外,如果列线 32 随着时间推移改变值,则其具有 AC 分量,因此可通过选择晶体管的寄生电容耦合到存储电容器上,从而改变存储电容器的值,进而改变子像素所消耗的电流。

[0077] 即使当存储电容器的值稳定时,子像素内效应也可破坏测量。常见的子像素内效应是子像素的自热,该自热可随着时间推移改变子像素所消耗的电流。 $a\text{-Si}$ TFT 的漂移迁移率是温度的函数;升高温度会增大迁移率(Kagan 和 Andry,如前所引用,2.2.2 节,42-43 页)。当电流流过驱动晶体管时,驱动晶体管中以及 EL 发射器中的功率耗散将使子像素受热,从而升高该晶体管的温度,进而增大其迁移率。另外,热使 V_{oled} 降低;在 OLED 附接到驱动晶体管的源极端子的情况下,这样可以增大驱动晶体管的 V_{gs} 。这些影响增大了流过晶体

管的电流。在正常工作时,自热会是很小的影响,因为面板可基于其显示的图像的平均内容来稳定为平均温度。然而,当测量子像素电流时,自热可破坏测量。

[0078] 为了校正自热效应以及产生类似噪声标记的任何其它子像素内效应,可表征自热并从该自热中减去各个子像素的已知自热分量。

[0079] 可通过选择较低的测量基准栅极电压(图 4A 510)来减小由于自热和功率耗散所引起的误差,但是较高的电压能改进信噪比。可针对各个面板设计来选择测量基准栅极电压以平衡这些因素。

[0080] 算法

[0081] 参照图 4A, I-V 曲线 501 是子像素老化之前的测量特性。I-V 曲线 502 是该子像素在老化之后的测量特性。曲线 501 与曲线 502 之间隔开大致水平偏移,如不同电流水平下的相同电压差 503、504、505 和 506 所示。也就是说,老化的主要影响是使 I-V 曲线在栅极电压轴上偏移恒定量。这符合 MOSFET 饱和区驱动晶体管公式, $I_d = K(V_{gs} - V_{th})^2$ (Lurch, N., “Fundamentals of electronics”, 第二版, New York: John Wiley & Sons, 1971 年, 110 页): 驱动晶体管工作, V_{th} 增大; 随着 V_{th} 增大, V_{gs} 对应地增大以维持 I_d 恒定。因此, 如果 V_{gs} 恒定, 则随着 V_{th} 增大, I_{ds} 减小。

[0082] 在测量基准栅极电压 510 处, 未老化子像素产生点 511 所表示的电流。然而, 老化的子像素在该栅极电压下产生点 512a 所表示的较低量的电流。点 511 和 512a 可以是在不同时间获取的相同子像素的两个测量值。例如, 点 511 可以是制造时的测量值, 点 512a 可以是在顾客使用一段时间之后的测量值。当利用电压 513 驱动时, 点 512a 所表示的电流由未老化的子像素产生(点 512b), 因此电压偏移 ΔV_{th} 514 被计算为电压 510 与 513 之间的电压差。因此, 电压偏移 514 是使老化的曲线回到未老化的曲线所需的偏移。在该示例中, ΔV_{th} 514 刚好小于两伏特。然后, 为了补偿 V_{th} 偏移并将老化的子像素驱动至与未老化的子像素所具有的电流相同的电流, 将电压偏移 514 加到每个指定的驱动电压(线性码值)。为了进一步处理, 百分比电流也被计算为电流 512a 除以电流 511。因此, 未老化的子像素将具有 100% 电流。百分比电流在根据本发明的多个算法中使用。任何负电流读数 511(例如, 可能由于极端环境噪声所引起的读数)可被截断(clip)至 0 或被忽略。需要指出的是, 百分比电流总是在测量基准栅极电压 510 下计算。

[0083] 通常, 老化子像素的电流可高于或低于未老化子像素的电流。例如, 越高的温度会导致越多的电流流动, 因此热环境下轻微老化的子像素可消耗比冷环境下的未老化子像素更多的电流。本发明的补偿算法可处理任一情况; ΔV_{th} 514 可为正或负(或对于未老化像素为零)。类似地, 百分比电流可大于或小于 100%(或者对于未老化像素正好为 100%)。

[0084] 由于在所有电流下由于 V_{th} 偏移所导致的电压差相同, 所以可测量 I-V 曲线上的任意单个点以确定该差。在一个实施方式中, 在高栅极电压下进行测量, 以有利地增加测量值的信噪比, 但是曲线上的任何栅极电压均可使用。

[0085] V_{oled} 偏移是次要老化效应。当 EL 发射器工作时, V_{oled} 偏移, 导致老化的 I-V 曲线不再是未老化曲线的简单偏移。这是因为 V_{oled} 随着电流非线性地升高, 所以 V_{oled} 偏移对高电流的影响不同于对低电流的影响。该效应导致 I-V 曲线在偏移的同时水平拉伸。为了补偿 V_{oled} 偏移, 可获取不同驱动电平下的两个测量值, 以确定曲线拉伸了多少, 或者可表征 OLED 在负载下的典型 V_{oled} 偏移, 以允许按照开环方式估计 V_{oled} 的贡献。这两种方法均可产生可

接受的结果。

[0086] 参照图 4B, 以半对数标度示出未老化子像素 I-V 曲线 501 和老化子像素 I-V 曲线 502。分量 550 是由于 V_{th} 偏移所导致的, 分量 552 是由于 V_{oled} 偏移所导致的。通过利用典型输入信号长时间驱动测量 (instrumented) OLED 子像素并周期性地测量 V_{th} 和 V_{oled} 来表征 V_{oled} 偏移。可通过在该 OLED 与晶体管之间的测量子像素上提供探测 (probe) 点来独立地进行这两次测量。利用该表征, 百分比电流可映射至适当的 V_{th} 和 V_{oled} , 而非只映射至 V_{th} 偏移。

[0087] 在一个实施方式中, EL 发射器 202 (图 9) 连接至驱动晶体管 201 的源极端子。因此, V_{oled} 的任何改变对 I_{ds} 有直接影响, 因为其改变驱动晶体管的源极端子处的电压 V_s , 进而改变驱动晶体管的 V_{gs} 。

[0088] 在优选实施方式中, EL 发射器 202 连接至驱动晶体管 201 的漏极端子, 例如, 在 PMOS 非反相构造中, 其中 OLED 的阳极连接至驱动晶体管的漏极。因此, V_{oled} 升高改变驱动晶体管 201 的 V_{ds} , 因为 OLED 与驱动晶体管的漏极-源极路径串联。然而, 对于给定量的老化, 现代 OLED 发射器的 ΔV_{oled} 比过去的发射器小许多, 从而减小了 V_{ds} 改变的大小, 进而减小了 I_{ds} 改变的大小。

[0089] 图 10 示出白色 OLED 在其使用寿命期间的典型电压升高 ΔV_{oled} 的图示 (直至 T50, 50% 亮度, 以 $20\text{mA}/\text{cm}^2$ 测量)。该图表示出随着 OLED 技术改进, ΔV_{oled} 减小。该减小的 ΔV_{oled} 使 V_{ds} 改变减小。参照图 4A, 相比具有较大 ΔV_{oled} 的过去的发射器, 对于具有较小的 ΔV_{oled} 的现代 OLED 发射器, 老化子像素的电流 512a 将更靠近电流 511。因此, 相比过去的发射器, 现代 OLED 发射器需要灵敏得多的电流测量。然而, 更灵敏的测量硬件是昂贵的。

[0090] 这种对额外测量灵敏度的要求可通过在进行电流测量时在线性工作区中操作驱动晶体管来减轻。如在电子领域所已知的, 薄膜晶体管以两种不同的工作模式传导可感知的电流: 线性 ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$) 和饱和 ($V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$) (Lurch, 如前引用, 111 页)。在 EL 应用中, 驱动晶体管通常在饱和区中工作, 以减小 V_{ds} 变化对电流的影响。然而, 在线性工作区, 其中

$$[0091] \quad I_{ds} = K[2(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - V_{ds}^2]$$

[0092] (Lurch, 如前引用, 112 页), 电流 I_{ds} 极大地依赖于 V_{ds} 。由于如图 9 所示,

$$[0093] \quad V_{ds} = (PVDD - V_{com}) - V_{oled}$$

[0094] 所以线性区中的 I_{ds} 极大地依赖于 V_{oled} 。因此, 与在驱动晶体管 201 的饱和区中进行相同测量相比, 在驱动晶体管 201 的线性工作区中进行电流测量有利地增大了新 OLED 发射器 (511) 与老化 OLED 发射器 (512a) 之间的测量电流的改变的大小。

[0095] 因此, 本发明的一个实施方式包括电压控制器。当如上所述测量电流时, 该电压控制器可控制第一电压源 211 和第二电压源 206 的电压以及来自用作测试电压源的源驱动器 14 的驱动晶体管控制信号, 以使驱动晶体管 201 在线性区中工作。例如, 在 PMOS 非反相构造中, 该电压控制器可使 PVDD 电压和驱动晶体管控制信号保持为恒定值并使 V_{com} 电压增大, 以在不减小 V_{gs} 的情况下减小 V_{ds} 。当 V_{ds} 下降到低于 $V_{gs} - V_{th}$ 时, 该驱动晶体管将在线性区中工作, 可进行测量。该电压控制器可被包含在补偿器中。还可独立于顺序控制器提供该电压控制器, 只要这两个部件在测量期间能进行协调以使得晶体管在线性区中工作即可。

[0096] OLED 效率损失是第三位的老化效应。随着 OLED 老化, 其效率降低, 相同量的电流

不再产生相同量的光。为了在不需要光学传感器或附加电子器件的情况下对此进行补偿,可将 OLED 效率损失表征为 V_{th} 偏移的函数,从而允许估计使光输出返回其先前水平所需的额外电流。可通过利用典型输入信号长时间驱动测量 OLED 子像素并周期性地测量各种驱动电平下的 V_{th} 、 V_{oled} 和 I_{ds} 来表征 OLED 效率损失。效率可被计算为 I_{ds}/V_{oled} ,可使该计算与 V_{th} 或百分比电流相关。需要指出的是,该表征在 V_{th} 偏移总为正向时获得最有效的结果,因为 V_{th} 偏移易于反向而 OLED 效率损失却不易于反向。如果 V_{th} 偏移反向,则使 OLED 效率损失与 V_{th} 偏移相关会变得复杂。为了进一步处理,与上述百分比电流的计算类似,可按照将老化效率除以新效率来计算百分比效率。

[0097] 参照图 8,示出了在各种驱动电平下作为百分比电流的函数的百分比效率的实验图示,对这些实验数据进行了线性拟合(例如,90)。如图所示,在任何给定驱动电平下,效率与百分比电流线性相关。该线性模型允许有效的开环效率补偿。

[0098] 为了补偿随着时间推移由于驱动晶体管和 EL 发射器的工作所引起的 V_{th} 和 V_{oled} 偏移以及 OLED 效率损失,可使用状态信号生成单元 240 的上述第二实施方式。可在测量基准栅极电压 510 下测量子像素电流。点 511 处的未老化电流是目标信号 i_0 611。最近的老化子像素电流测量值 512a 是最近电流测量值 i_1 612。百分比电流 613 是状态信号。百分比电流 613 可以是 0(坏像素)、1(未改变)、小于 1(电流损失)或大于 1(电流增益)。通常,百分比电流 613 将在 0 与 1 之间,因为最近电流测量值将低于目标信号,该目标信号可优选地是在面板制造时获取的电流测量值。

[0099] 实施

[0100] 参照图 5A,示出了补偿器 13 的实施方式。补偿器 13 的输入是线性码值 602,该线性码值 602 可表示针对该 EL 子像素 15 所指定的驱动电压。补偿器 13 改变线性码值,以产生针对源驱动器的经改变的线性码值,该线性码值可以是例如经补偿的电压输出 603。补偿器 13 可包括四大块:确定子像素的老化程度 61,可选地补偿 OLED 效率 62,基于老化程度 63 确定补偿值,以及进行补偿 64。块 61 和块 62 主要涉及 OLED 效率补偿,块 63 和块 64 主要涉及电压补偿,具体地说, V_{th}/V_{oled} 补偿。

[0101] 图 5B 是块 61 和块 62 的扩展图。如上所述,检索出所存储的目标信号 i_0 611 和存储的最近电流测量值 i_1 612,并计算百分比电流 613(针对该子像素的状态信号)。

[0102] 百分比电流 613 被发送给下一处理阶段 63,并且还输入至模型 695,以确定百分比 OLED 效率 614。模型 695 输出效率 614,该效率 614 是最近一次测量时给定电流发出的光量除以制造时该电流发出的光量。任何大于 1 的百分比电流可得到效率 1 或无损失,因为对于具有增益电流的像素难以计算效率损失。在 OLED 效率依赖于指定的电流的情况下,模型 695 还可以是线性码值 602 的函数,如虚线箭头所指示的。是否包括线性码值 602 作为模型 695 的输入可由使用寿命测试和面板设计的建模来确定。

[0103] 参照图 11,发明人发现,效率通常是电流密度以及老化程度的函数。图 11 中的各个曲线示出电流密度(I_{ds} 除以发射器面积)与老化至特定点的 OLED 的效率(L_{oled}/I_{ds})之间的关系。在该图例中使用本领域已知的 T 表示法来表示这些老化程度:例如, T86 意味着例如 $20\text{mA}/\text{cm}^2$ 的测试电流密度下的效率 86%。

[0104] 再次参照图 5B,模型 695 因此可包括指数项(或一些其它实现)以补偿电流密度和老化程度。电流密度与表示指定的电压的线性码值 602 线性相关。因此,一部分是模型

695 的补偿器 13 可响应于状态信号 (613) 和线性码值 (602) 这二者来改变线性码值,以补偿 EL 子像素中的驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化,特别是补偿 EL 子像素中的 EL 发射器的效率的变化。

[0105] 补偿器并行地接收线性码值 602 (例如,指定的电压)。该线性码值 602 通过 (pass through) 在制造时测量的面板的原始 I-V 曲线 691,以确定所需电流 621。在运算 628 中将所需电流 621 除以百分比效率 614,以使所需电流的光输出返回至制造时的值。然后,所得到的升高的电流通过曲线 692 (曲线 691 的反转),以确定在存在效率损失的情况下怎样的指定电压将产生所需的光量。来自曲线 692 的值被传递给下一阶段作为经过效率调节的电压 622。

[0106] 如果不需要效率补偿,则线性码值 602 在不改变的情况下发送至下一阶段作为经过效率调节的电压 622,如可选的旁路路径 626 所示。无论是否需要效率补偿,仍然计算百分比电流 613,但是不需要计算百分比效率 614。

[0107] 图 5C 是图 5A 的块 63 和块 64 的扩展图。从先前的阶段接收百分比电流 613 和经过效率调节的电压 622。块 63 “获得补偿值”包括通过反转 I-V 曲线 692 映射百分比电流 613 以及从测量基准栅极电压 (510) 中减去该结果 (图 4A 513),以得到 V_{th} 偏移 ΔV_{th} 631。块 64 “补偿”包括运算 633,该运算按照下式 1 计算所补偿的电压输出 603:

$$[0108] \quad V_{out} = V_{in} + \Delta V_{th} (1 + \alpha (V_{g,ref} - V_{in})) \quad (\text{式 1})$$

[0109] 其中 V_{out} 是经补偿的电压输出 603, ΔV_{th} 是电压偏移 631, α 是 α 值 632, $V_{g,ref}$ 是测量基准栅极电压 510, V_{in} 是经过效率调节的电压 622。所补偿的电压输出可表示为针对源驱动器 14 的经改变的线性码值,并补偿随着时间推移由于驱动晶体管和 EL 发射器的工作所引起的该驱动晶体管和 EL 发射器的特性的变化。

[0110] 对于直线 V_{th} 偏移, α 将为零,运算 633 将简化为将 V_{th} 偏移量与经过效率调节的电压 622 相加。对于任何特定子像素,相加量是恒定的,直到进行新的测量为止。当是这种情况时,运算 633 中相加的电压可在进行测量之后预先计算好,以使得块 63 和块 64 能够简化为查找所存储的值以及与该值相加。这可以节省大量逻辑。

[0111] 跨域处理和位深度

[0112] 本领域中已知的图像处理路径通常产生非线性码值 (NLCV),即,与亮度具有非线性关系的数字值 (Giorgianni 和 Madden, “Digital Color Management: encoding solutions”, Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1998 年, 13 章, 283-295 页)。使用非线性输出匹配典型源驱动器的输入域,并且将码值精度范围与人眼的精度范围匹配。然而, V_{th} 偏移是电压域操作,因此优选地在线性电压空间中实现。可使用源驱动器,并在该源驱动器之前执行域转换,以有效地将非线性域图像处理路径与线性域补偿器集成。需要指出的是,该讨论是关于数字处理的,但是在模拟或混合数字/模拟系统中也可执行类似处理。还需要指出的是,该补偿器可在除了电压之外的线性空间中工作。例如,该补偿器可在线性电流空间中工作。

[0113] 参照图 6,示出了琼斯图,该图在象限 I 127 中表示域转换单元 12 的效果,在象限 II 137 中表示补偿器 13 的效果。该图示出这些单元的数学效果,而没有示出如何实现这些单元。这些单元的实现可以是模拟的或数字的,并可包括查找表或函数。象限 I 表示域转换单元 12 的操作:通过经由变换 711 映射轴 701 上的非线性输入信号 (可以是非线性码值

(NLCV)) 来转换这些非线性输入信号,以在轴 702 上形成线性码值 (LCV)。象限 II 表示补偿器 13 的操作:经由诸如 721 和 722 的变换映射轴 702 上的 LCV,以在轴 703 上形成经改变的线性码值 (CLCV)。

[0114] 参照象限 I,域转换单元 12 接收各个子像素的相应的 NLCV,并将这些 NLCV 转换为 LCV。该转换应该以足够的分辨率进行,以避免令人讨厌的可见伪影,例如轮廓 (contouring) 和碎黑 (crushed black)。在数字系统中, NLCV 轴 701 可被量化,如图 6 所示。针对经量化的 NLCVs, LCV 轴 702 应该具有足够的分辨率以表示两个相邻 NLCV 之间在变换 711 中的最小改变。这被示出为 NLCV 步长 712 和对应的 LCV 步长 713。由于 LCV 根据定义是线性的,所以整个 LCV 轴 702 的分辨率应该足以表示步长 713。因此,可以用比 NLCV 更精细的分辨率来限定 LCV,以避免图像信息的损失。根据奈奎斯特采样定理类推,该分辨率可以是步长 713 的两倍。

[0115] 变换 711 是对未老化子像素的理想变换。该变换 711 与任何子像素或整个面板的老化没有关系。具体地说,变换 711 不会由于任何 V_{th} 、 V_{oled} 或 OLED 效率的改变而进行修正。可针对所有颜色存在一个变换,或者针对各个颜色存在一个变换。通过变换 711,域转换单元有利地将图像处理路径从补偿器解耦 (decouple),从而允许这两者在不共享信息的情况下一起工作。这简化了这两者的实现。域转换单元 12 可实现为查找表或类似于 LCD 源驱动器的功能。

[0116] 参照象限 II,补偿器 13 将 LCV 改变为经改变的线性码值 (CLCV)。图 6 不失普遍性地示出一种简单的情况:对直线 V_{th} 偏移的校正。可通过从 LCV 到 CLCV 的直线电压偏移来校正直线 V_{th} 偏移。其它老化效应可如上面“实施”中所述处理。

[0117] 变换 721 表示补偿器对未老化子像素的行为,针对该变换 721,CLCV 可以与 LCV 相同。变换 722 表示补偿器对老化子像素的行为,针对该变换 722,CLCV 可以是 LCV 加偏移,该偏移表示所讨论的子像素的 V_{th} 偏移。因此,CLCV 通常将需要比 LCV 更大的范围,以便提供补偿净高。例如,如果子像素在较新时需要 256 个 LCV,并且在该子像素的使用寿命期间的最大偏移为 128 个 LCV,则 CLCV 需要能够表示高达 $384 = 256+128$ 的值,以避免截断对严重老化子像素的补偿。

[0118] 图 6 示出域转换单元和补偿器的效果的完整示例。顺着图 6 中的点划线箭头,域转换单元 12 通过变换 711 将 NLCV 3 变换为 LCV 9,如象限 I 中所示。对于未老化子像素,补偿器 13 将通过变换 721 将 LCV 9 变换为 CLCV 9,如象限 II 中所示。对于具有类似于 12 个 CLCV 的 V_{th} 偏移的老化子像素,将通过变换 722 将 LCV 9 转换为 $CLCV\ 9+12 = 21$ 。

[0119] 在一个实施方式中,来自图像处理路径的 NLCV 为 9 位宽。LCV 为 11 位宽。可通过 LUT 或函数来执行从非线性输入信号到线性码值的变换。补偿器可接收表示所需电压的 11 位线性码值,并生成 12 位经改变的线性码值以发送至源驱动器 14。然后,源驱动器 14 可响应于所改变的线性码值驱动 EL 子像素的驱动晶体管的栅电极。该补偿器在输出端可具有比输入端更大的位深度,以提供补偿净高,也就是说,将电压范围 78 延伸至电压范围 79,同时在整个新的经扩展的范围内保持相同的分辨率,这是最小线性码值步长 713 所需要的。该补偿器的输出范围可延伸至低于变换 721 的范围以及高于变换 721 的范围。

[0120] 可表征各个面板设计以确定在面板的设计使用寿命内的最大 V_{th} 偏移、 V_{oled} 升高和效率损失将是多少,并且补偿器和源驱动器可具有足够的范围来进行补偿。该表征可经由

标准晶体管饱和区 I_{ds} 公式从所需电流进行到所需栅极偏置以及晶体管尺寸,然后经由本领域已知的针对随着时间推移 a-Si 劣化的各种模型进行到随着时间推移的 V_{th} 偏移。

[0121] 操作的顺序

[0122] 面板设计表征

[0123] 这部分是在特定 OLED 面板设计的大规模生产背景下写的。在大规模生产开始之前,该设计的特征如下:可执行加速使用寿命测试,并针对老化至各种水平的各种样本面板上的各种颜色的各种子像素测量 I-V 曲线。所需的测量的数量和类型以及老化水平的数量和类型取决于特定面板的特性。利用这些测量值,可计算值 α 并可选择测量基准栅极电压。 α (图 5C,项目 632) 是表示随着时间推移相对于直线偏移的偏离的值。 α 值 0 表示所有老化均为电压轴上的直线偏移,例如只有 V_{th} 偏移时的情况那样。测量基准栅极电压 (图 4A 510) 是为了补偿而进行老化信号测量时的电压,并且可被选择为提供可接受的 S/N 比又可保持低功率耗散。

[0124] 可通过优化来计算 α 值。表 1 中给出了一个示例。可在多个老化条件下,在多个栅极电压下测量 ΔV_{th} 。然后计算各个 ΔV_{th} 与测量基准栅极电压 510 下的 ΔV_{th} 之间的 ΔV_{th} 差。计算各个栅极电压与测量基准栅极电压 510 之间的 V_g 差。然后,可以利用测量基准栅极电压 510 下的适当的 ΔV_{th} 作为公式中的 ΔV_{th} ,并利用适当的计算出的栅极电压差作为 $(V_{g,ref}-V_{in})$,来针对各个测量值计算式 1 的内部项 $\Delta V_{th} \cdot \alpha \cdot (V_{g,ref}-V_{in})$,以得到预测的 ΔV_{th} 差。然后,可迭代地选择 α 值,以减小并且优选地数学上最小化所预测的 ΔV_{th} 差与所计算的 ΔV_{th} 差之间的误差。误差可被表示为最大差或 RMS 差。还可使用本领域已知的另选方法,例如作为 V_g 差的函数的 ΔV_{th} 差的最小二乘拟合。

	V_g	ΔV_{th}		V_g 差		ΔV_{th} 差		预测的 ΔV_{th} 差		误差	
		第 1 天	第 8 天	第 1 天	第 8 天	第 1 天	第 8 天	第 1 天	第 8 天	第 1 天	第 8 天
[0125]	ref = 13.35	0.96	2.07	0	0	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00
	12.54	1.05	2.17	0.81	0.09	0.1	0.04	0.08	0.05	0.02	
	11.72	1.1	2.23	1.63	0.14	0.16	0.08	0.17	0.06	-0.01	
	10.06	1.2	2.32	3.29	0.24	0.25	0.16	0.33	0.08	-0.08	
		$V_{g,ref} - V_{in}$				$\alpha = 0.0491$		max = 0.08			

[0126] 表 1 : α 计算的示例

[0127] 除了 α 和测量基准栅极电压之外,如上所述,表征还可确定作为 V_{th} 偏移的函数的 V_{oled} 偏移、作为 V_{th} 偏移的函数的效率损失、每子像素的自热分量、最大 V_{th} 偏移、最大 V_{oled} 偏移和最大效率损失、以及非线性至线性变换中和补偿器中所需的分辨率。所需分辨率的特征在于结合面板校准处理,例如共同待审、共同转让的美国专利申请公开 No. 2008/0252653,其公开内容并入本文。如将在下面的“在实际应用中”中描述的,表征还确定在现场进行表征测量的条件,以及针对特定面板设计采用状态信号生成单元 240 的哪个实施方式。所有这些确定可由本领域技术人员来进行。

[0128] 大规模生产

[0129] 一旦已经表征了设计,就可以开始大规模生产。在制造时,根据状态信号生成单元 240 的所选实施方式测量所生产的各个面板的适当值。例如,可测量 I-V 曲线和子像素电流。可在足够的驱动电压下测量电流,以形成真实的 I-V 曲线;I-V 曲线中的任何误差可影响结果。可在测量基准栅极电压下测量子像素电流,以提供目标信号 i_{0611} 。这些 I-V 曲线

和基准电流被存储在与该子像素关联的非易失性存储器中并且该非易失性存储器被送到现场。

[0130] 在实际应用中

[0131] 一旦在实际应用中,子像素就按照由其被驱动的强度所决定的速率老化。在一段时间之后,该子像素偏移足够远从而需要进行补偿;下面考虑如何确定该时间。

[0132] 为了进行补偿,获取并应用补偿测量值。这些补偿测量值是在测量基准栅极电压下的子像素的电流的补偿测量值。如上面“算法”中所述应用这些测量值。存储这些测量值以使得每当该子像素被驱动时就可应用这些测量值,直至获取了下一时间的测量值为止。

[0133] 可根据需要频繁地或偶尔地进行补偿测量;典型范围可为每八小时一次至每四周一次。图 7 示出作为面板有效了多长时间的函数,应该以怎样的频率进行补偿测量的一个示例。该曲线仅是一个示例;实际上,可通过任何特定子像素设计的加速使用寿命测试来针对该设计确定该曲线。可基于随着时间推移驱动晶体管和 EL 发射器的特性改变速率来选择测量频率;这两者在面板较新时均较快地偏移,因此当面板较新时进行补偿测量的频率可大于面板较旧时的频率。有多种方式来确定何时进行补偿测量。例如,可测量在一给定驱动电压下该子像素所消耗的电流,并将该电流与相同测量先前的结果进行比较。在另一示例中,可测量影响面板的环境因素(例如,温度和环境光),并且例如如果环境温度的改变超过一阈值,则进行补偿测量。

[0134] 例如,图 2 所示的 EL 子像素 15 用于 N 沟道驱动晶体管和非反相 EL 结构。EL 发射器 202 连接至第二供电电极 205(驱动晶体管 201 的源极),栅电极 203 上的电压越高,指定的光输出越大,并且电压源 211 相比于第二电压源 206 为正,因此电流从 211 流向 206。然而,本发明适用于 P 沟道驱动晶体管或 N 沟道驱动晶体管和非反相(共阴极)EL 发射器或反相(共阳极)EL 发射器的任何组合。在这些情况下对电路的适当修改是本领域所公知的。

[0135] 在优选实施方式中,按照包括有机发光二极管(OLED)的子像素形式使用本发明,这些 OLED 由小分子或聚合物 OLED 构成,如(但不限于)Tang 等人的美国专利 No. 4,769,292 和 VanSlyke 等人的美国专利 No. 5,061,569 中所公开的。可使用有机发光材料的许多组合和变型来制造这种面板。参照图 2,当 EL 发射器 202 是 OLED 发射器时,EL 子像素 15 是 OLED 子像素。本发明还适用于除了 OLED 之外的 EL 发射器。尽管其它 EL 发射器类型的劣化模式不同于本文所述的劣化模式,但是本发明的测量、建模和补偿技术仍可适用。

[0136] 上述实施方式可适用于随着时间而不稳定(例如,a-Si)的任何有源矩阵背板。例如,已知由有机半导体材料和氧化锌形成的晶体管随着时间而变化,因此该同一方法可适用于这些晶体管。此外,由于本发明可独立于晶体管老化来补偿 EL 发射器老化,所以本发明还可适用于具有没有老化的晶体管的有源矩阵背板,例如低温多晶硅(LTPS)TFT。在 LTPS 背板上,驱动晶体管 201 和选择晶体管 36 是低温多晶硅晶体管。

[0137] 部件列表

[0138] 10 系统

[0139] 11 非线性输入信号

[0140] 12 向电压域的转换器

[0141] 13 补偿器

[0142] 14 源驱动器

[0143]	15	EL 子像素
[0144]	16	电流测量电路
[0145]	32	列线
[0146]	34	栅极线
[0147]	36	选择晶体管
[0148]	41	测量值
[0149]	43	差
[0150]	49	测量值
[0151]	61	块
[0152]	62	块
[0153]	63	块
[0154]	64	块
[0155]	78	电压范围
[0156]	79	电压范围
[0157]	90	线性拟合
[0158]	127	象限
[0159]	137	象限
[0160]	200	开关
[0161]	201	驱动晶体管
[0162]	202	EL 发射器
[0163]	203	栅电极
[0164]	204	第一供电电极
[0165]	205	第二供电电极
[0166]	206	电压源
[0167]	207	第一电极
[0168]	部件列表（续）	
[0169]	208	第二电极
[0170]	210	电流镜单元
[0171]	211	电压源
[0172]	212	第一电流镜
[0173]	213	第一电流镜输出
[0174]	214	第二电流镜
[0175]	215	偏置源
[0176]	216	电流至电压转换器
[0177]	220	相关双采样单元
[0178]	221	采样和保持单元
[0179]	222	采样和保持单元
[0180]	223	差分放大器
[0181]	230	模数转换器

[0182]	240	状态信号生成单元
[0183]	501	未老化 I-V 曲线
[0184]	502	老化 I-V 曲线
[0185]	503	电压差
[0186]	504	电压差
[0187]	505	电压差
[0188]	506	电压差
[0189]	510	测量基准栅极电压
[0190]	511	电流
[0191]	512a	电流
[0192]	512b	电流
[0193]	513	电压
[0194]	514	电压偏移
[0195]	550	电压偏移
[0196]	552	电压偏移
[0197]	602	线性码值
[0198]	603	经补偿的电压
[0199]		部件列表（续）
[0200]	611	电流
[0201]	612	电流
[0202]	613	百分比电流
[0203]	614	百分比效率
[0204]	615	云纹校正增益项
[0205]	616	云纹校正偏移项
[0206]	619	存储器
[0207]	621	电流
[0208]	622	电压
[0209]	626	块
[0210]	628	运算
[0211]	631	电压偏移
[0212]	632	α 值
[0213]	633	运算
[0214]	691	I-V 曲线
[0215]	692	I-V 曲线的反转
[0216]	695	模型
[0217]	701	轴
[0218]	702	轴
[0219]	703	轴
[0220]	711	变换中的最小改变

[0221]	712	步长
[0222]	713	步长
[0223]	721	变换
[0224]	722	变换
[0225]	1002	存储电容器
[0226]	1011	总线
[0227]	1012	片型阴极

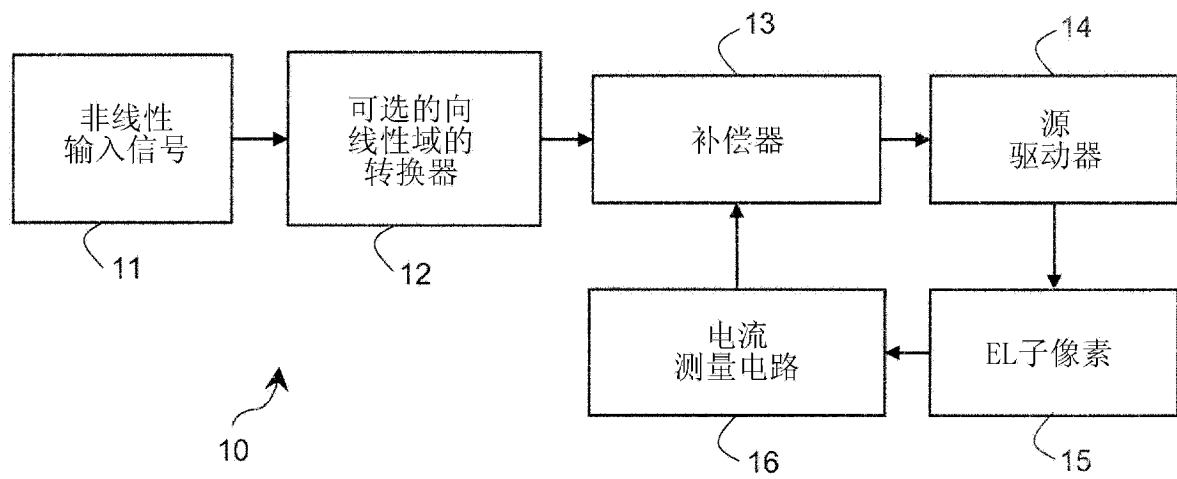


图 1

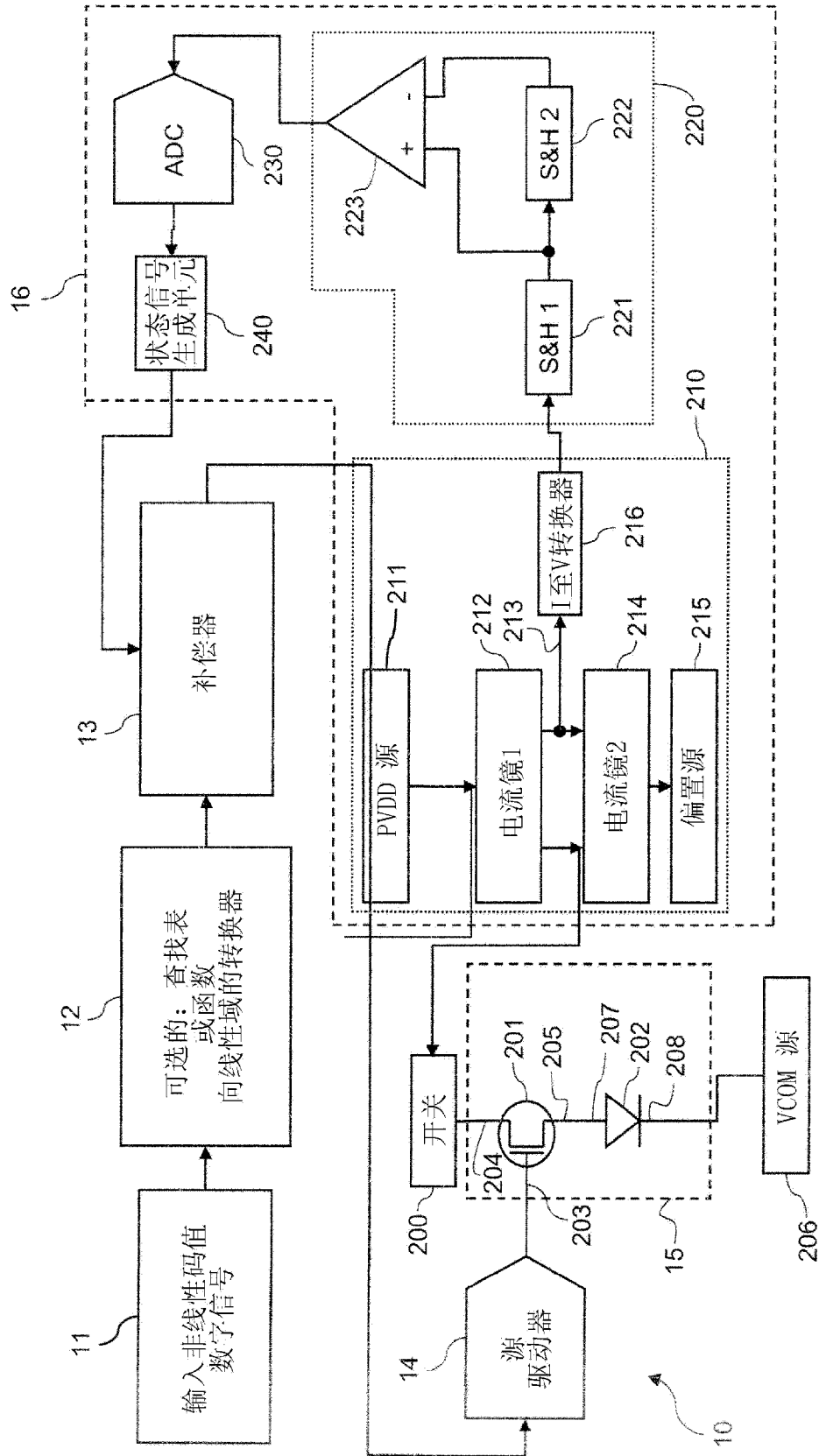


图 2

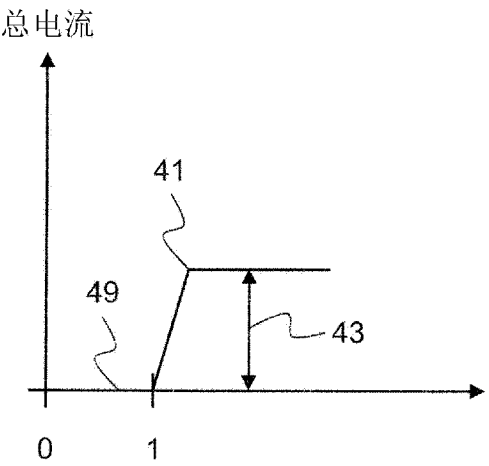


图 3

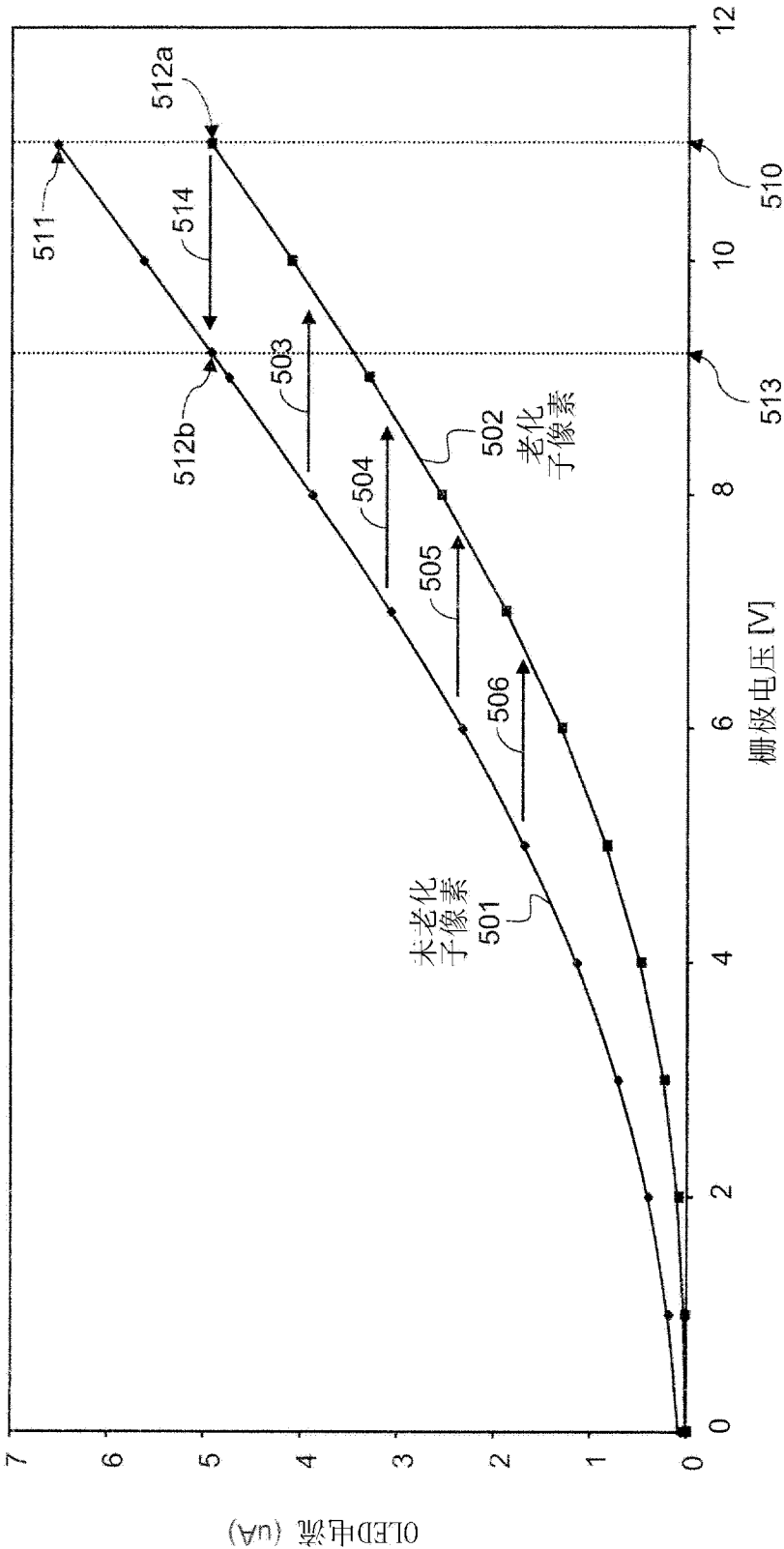


图 4A

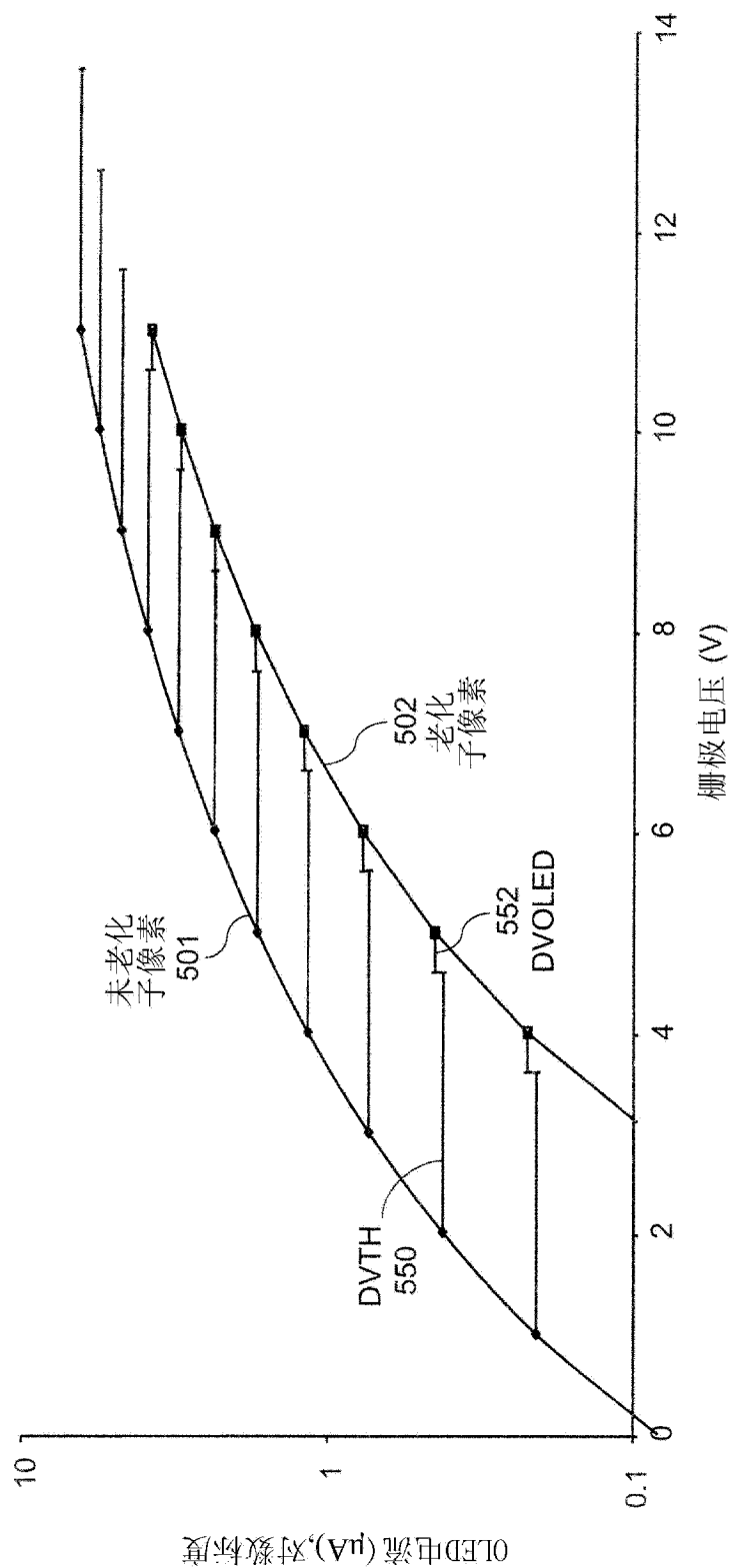


图 4B

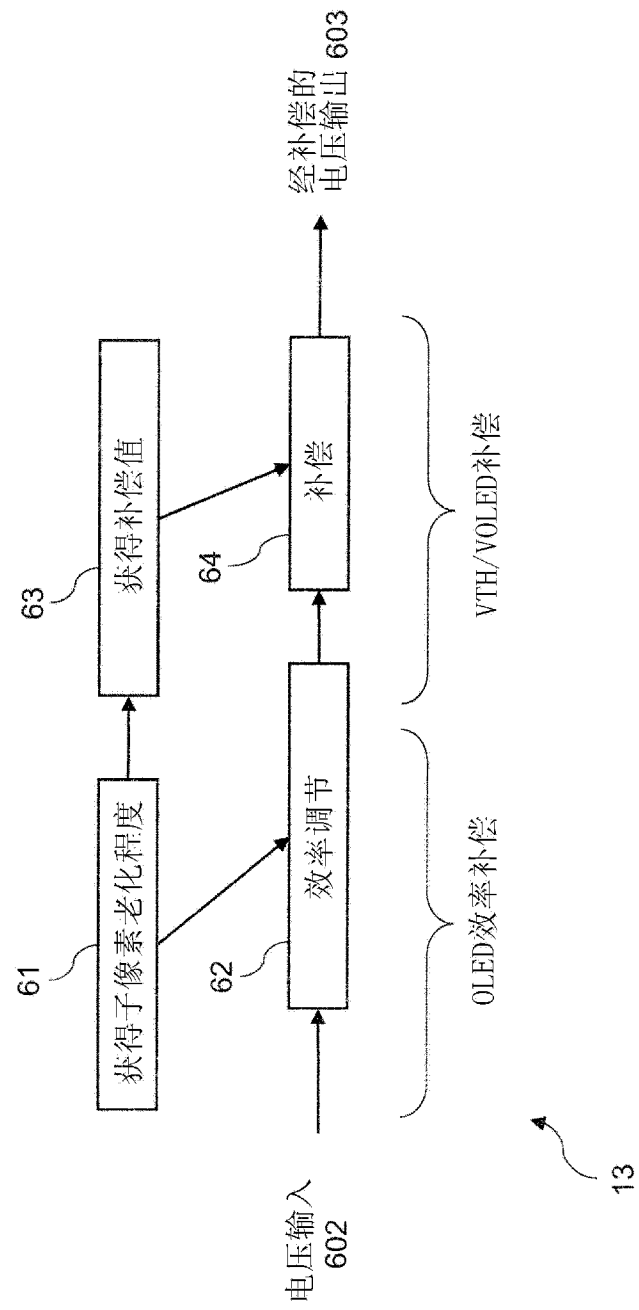


图 5A

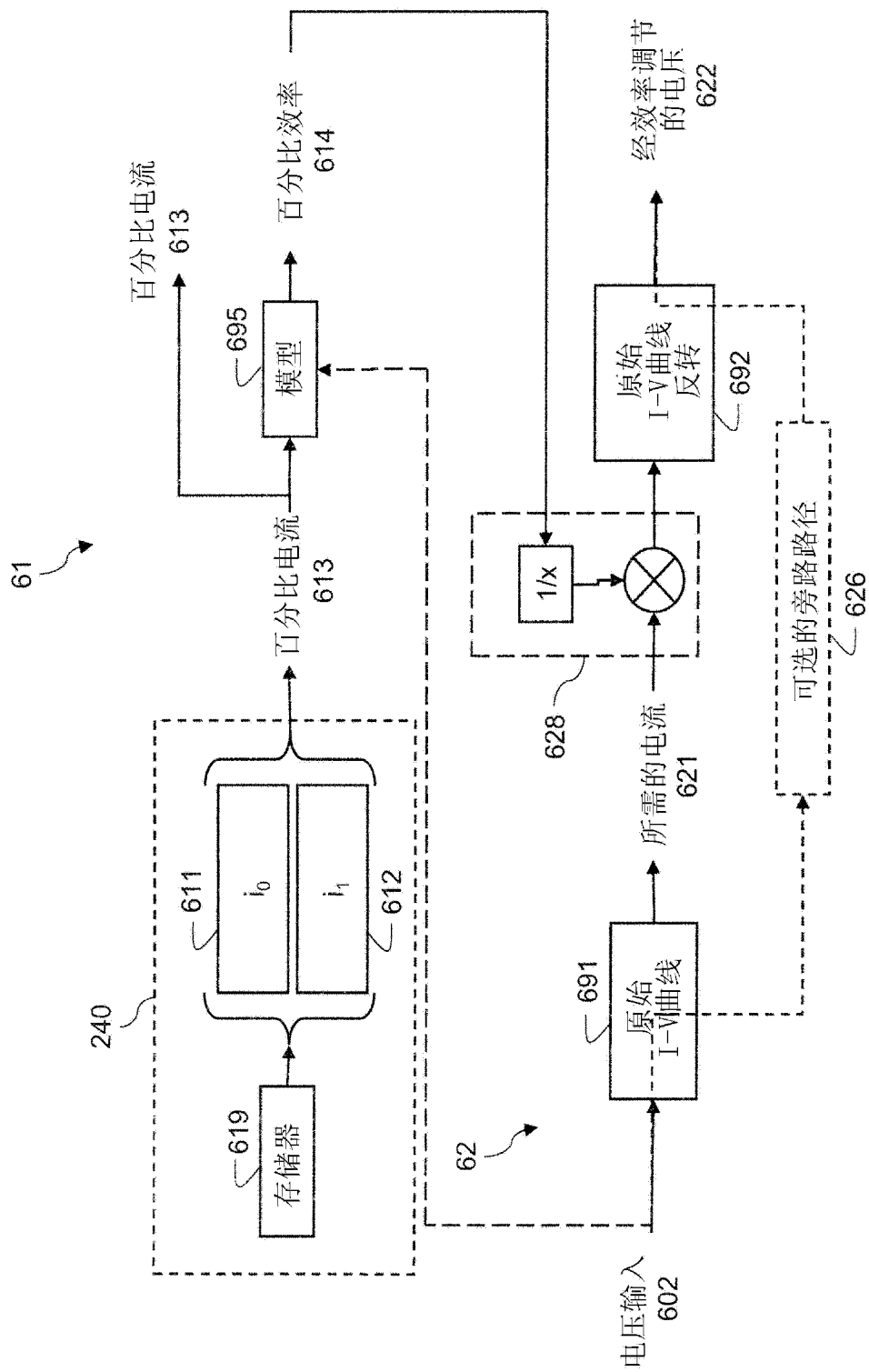


图 5B

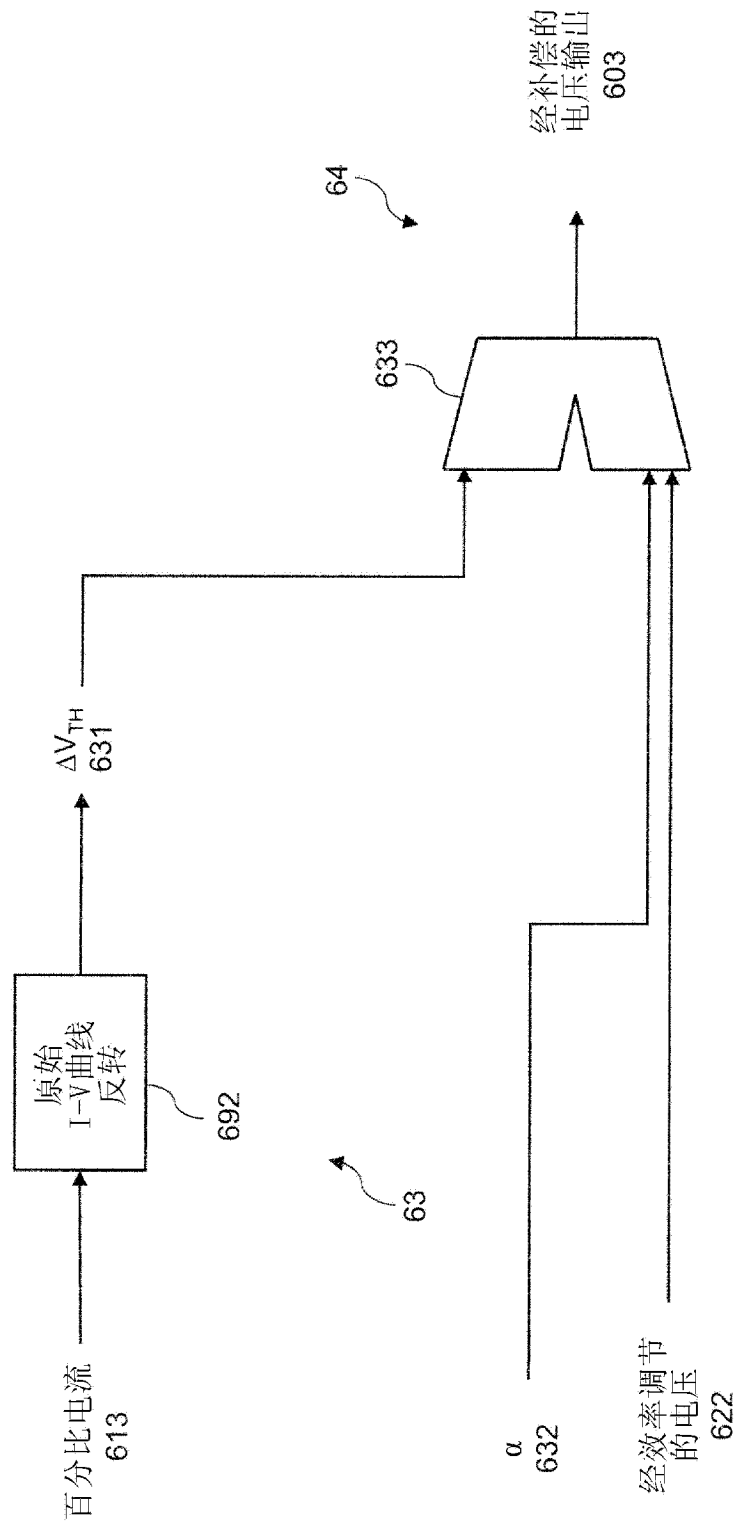


图 5C

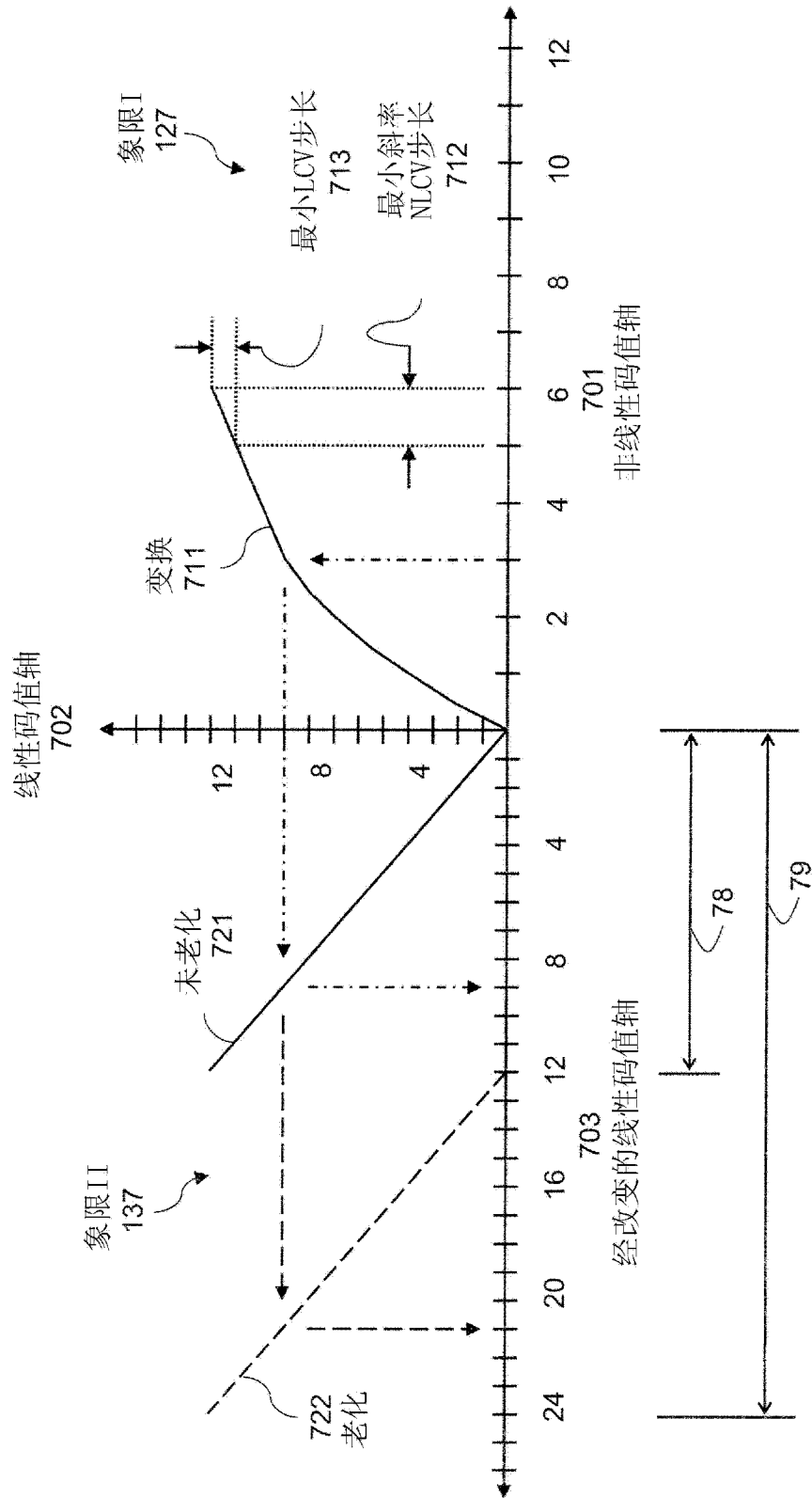


图 6

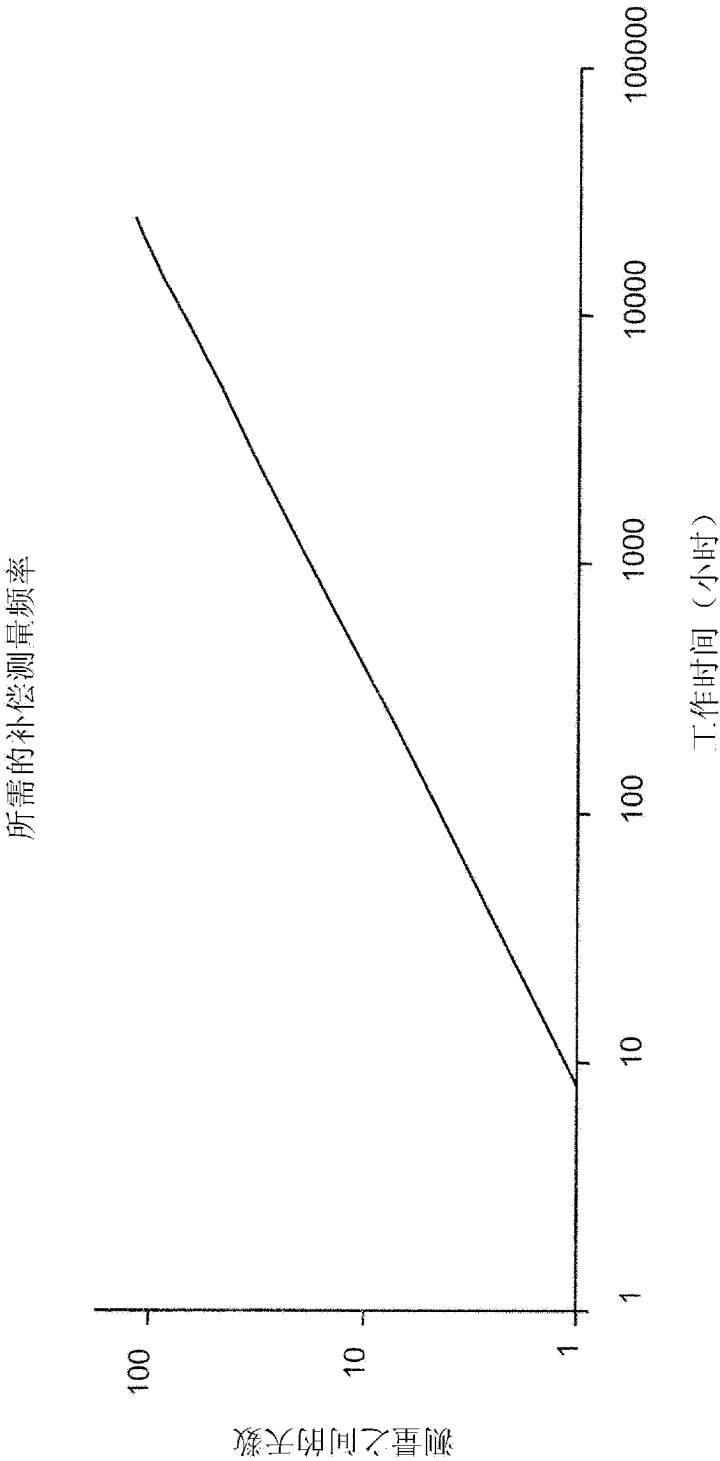


图 7

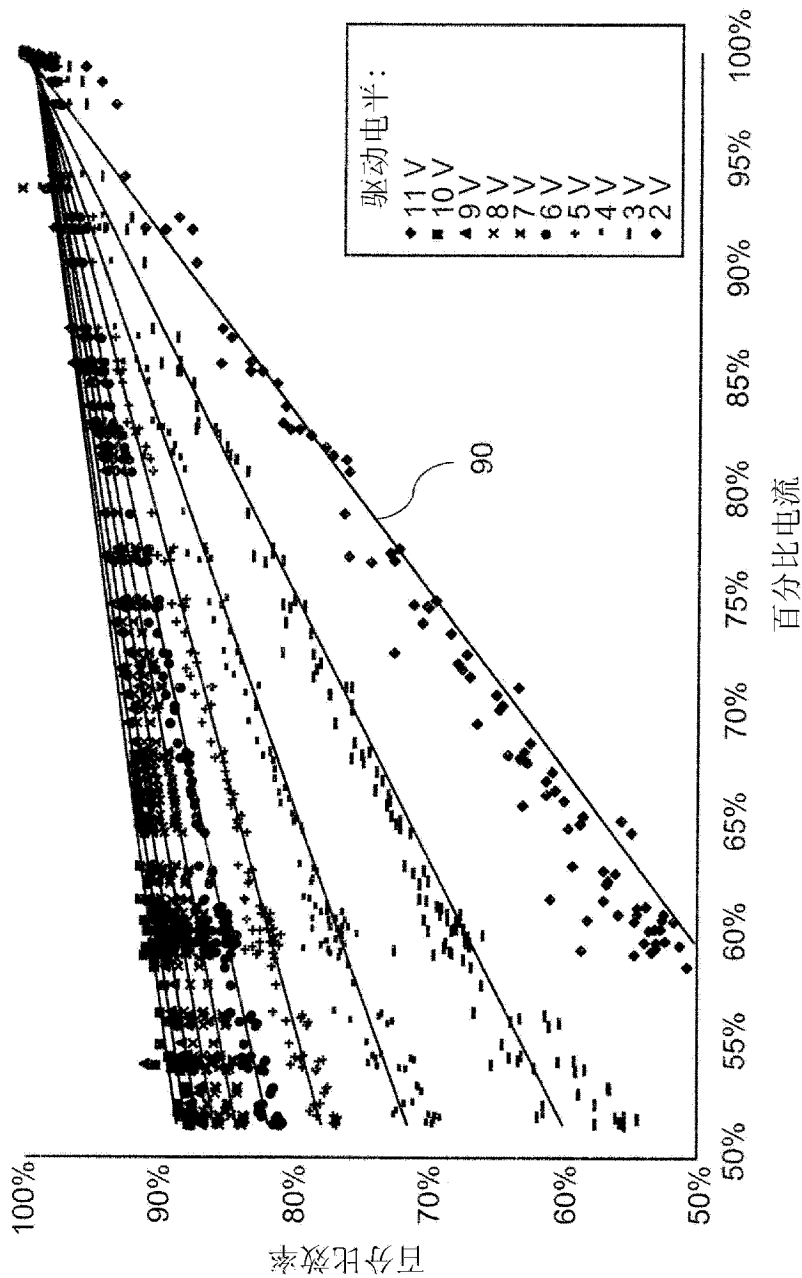


图 8

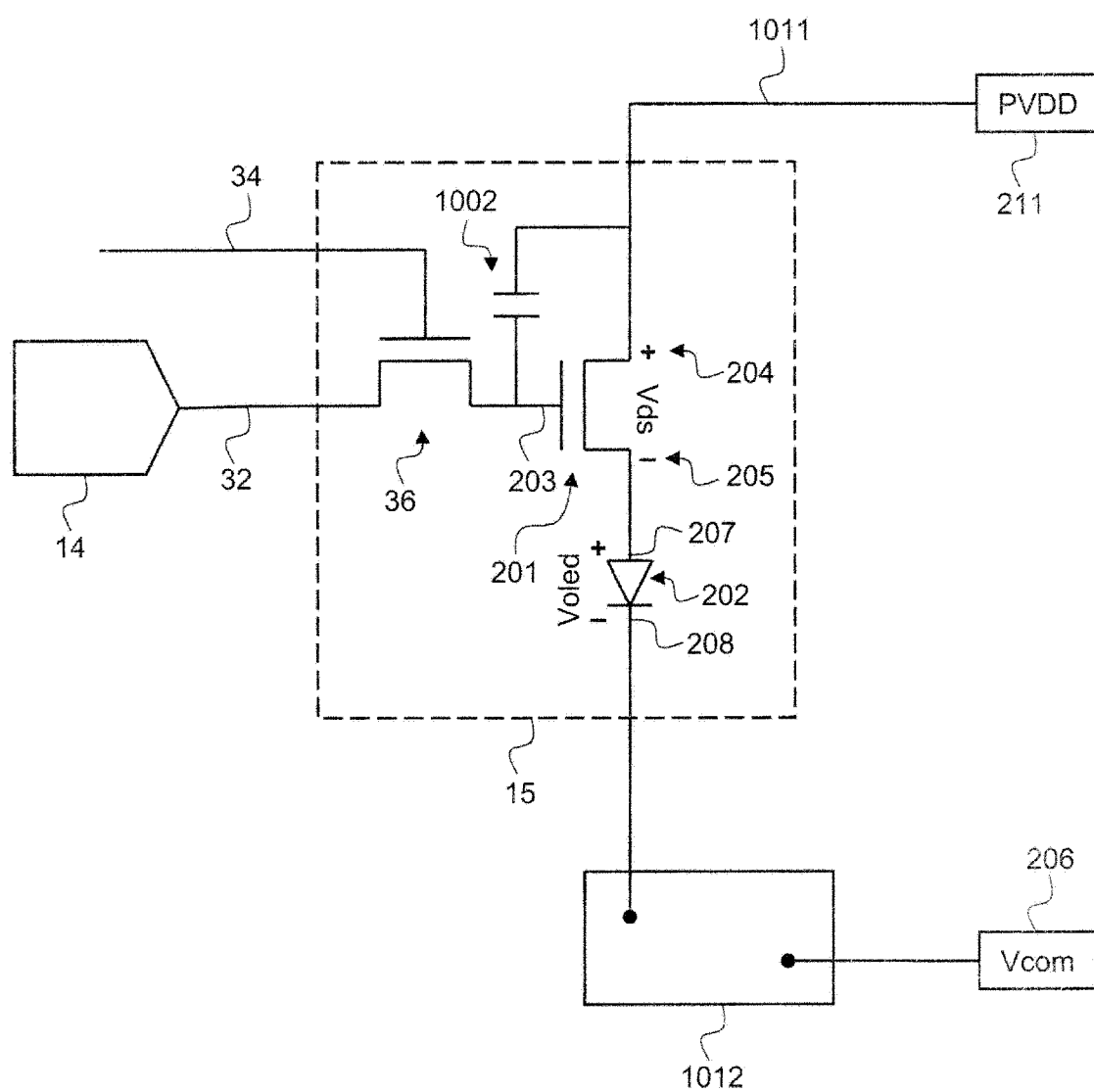


图 9

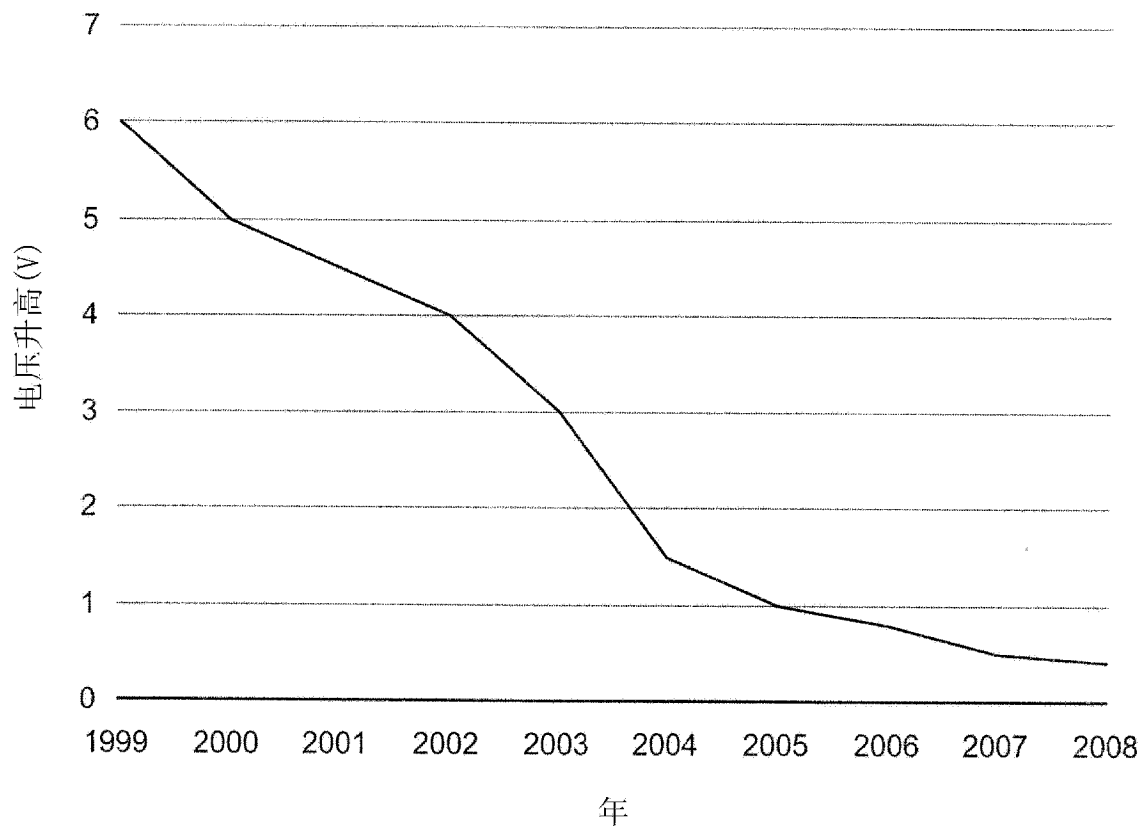


图 10

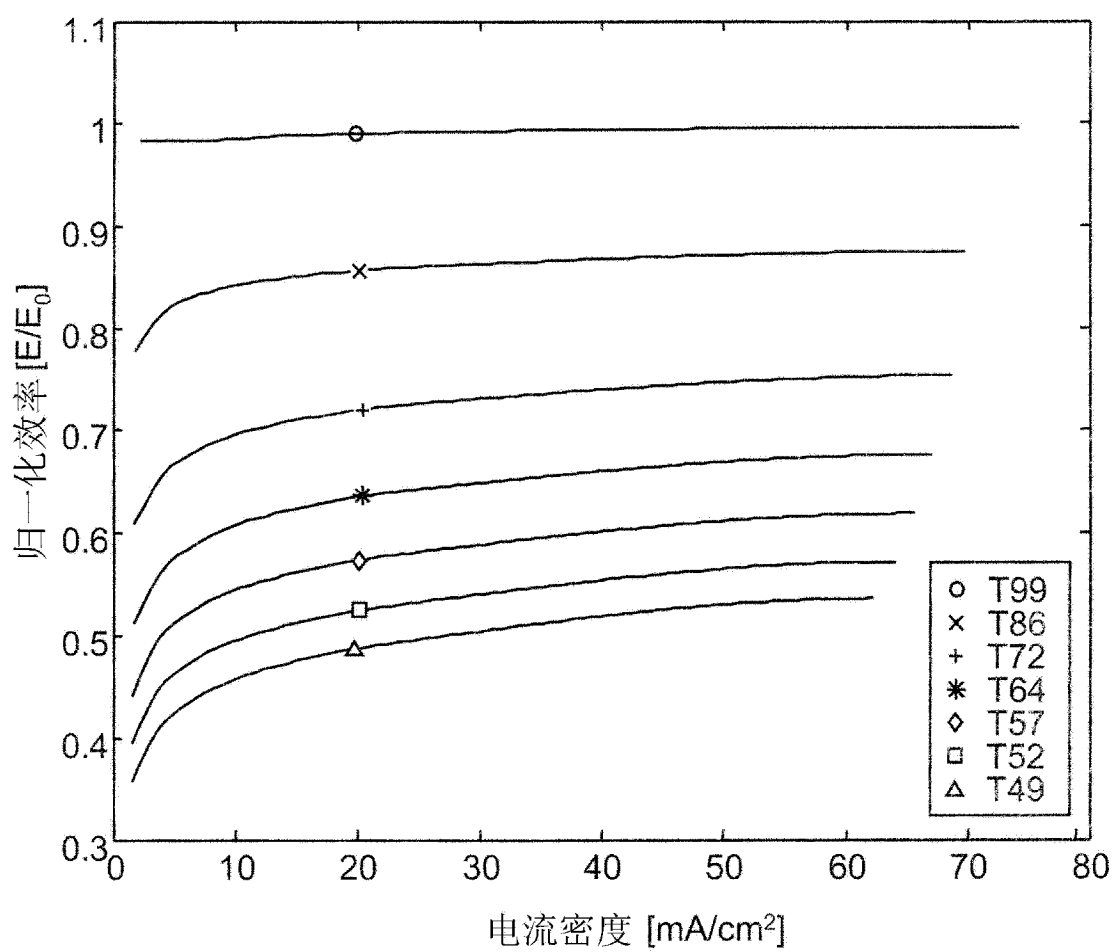


图 11

专利名称(译)	补偿驱动信号的电致发光子像素		
公开(公告)号	CN102414737B	公开(公告)日	2014-04-23
申请号	CN201080019631.8	申请日	2010-02-25
[标]申请(专利权)人(译)	全球OLED科技有限责任公司		
申请(专利权)人(译)	全球OLED科技有限责任公司		
当前申请(专利权)人(译)	全球OLED科技有限责任公司		
[标]发明人	查尔斯I利维 约翰W哈默		
发明人	查尔斯·I·利维 约翰·W·哈默		
IPC分类号	G09G3/32		
CPC分类号	G09G2320/045 G09G2320/0295 G09G2300/0842 G09G2360/16 G09G2320/043 G09G2320/029 G09G2320/0233 G09G3/3233		
代理人(译)	李辉		
审查员(译)	张洪雷		
优先权	12/396662 2009-03-03 US		
其他公开文献	CN102414737A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明补偿诸如有机发光二极管(OLED)子像素的电致发光(EL)子像素的诸如阈值电压 V_{th} 偏移、EL电压 V_{oled} 偏移和OLED效率损失的老化效应。在一个或多个测量基准栅极电压下测量子像素的驱动电流，以形成表示该子像素的驱动晶体管和EL发射器的特性的状态信号。在驱动晶体管工作的线性区中进行电流测量，以改进诸如现代LTPS PMOS OLED显示器的系统中的信噪比，由于沟道长度调制，所述系统在其使用寿命期间具有相对小的 V_{oled} 偏移，进而具有相对小的电流改变。还抑制了各种噪声源以进一步增大信噪比。

