



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101089937 B

(45) 授权公告日 2012.02.08

(21) 申请号 200610103802.0

(22) 申请日 2006.07.27

(30) 优先权数据

11/454,027 2006.06.15 US

(73) 专利权人 晶门科技有限公司

地址 中国香港新界沙田香港科学园科技大道3号6楼

(72) 发明人 李长辉 李耀生

(74) 专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司 11283

代理人 周建秋 王凤桐

(51) Int. Cl.

G09G 3/36 (2006.01)

G09G 3/20 (2006.01)

G02F 1/133 (2006.01)

(56) 对比文件

US 5675352 A, 1999.10.07, 说明书第3栏第35行至第9栏第44行、图1.

W0 2005/057545 A1, 2005.06.23, 全文.

Pang-Cheng Yu, Jiin-Chuan Wu. A Class-B Output Buffer for Flat-Panel-Display Column Driver. IEEE Journal of Solid-State Circuits 34 1. 1999, 34(1), 116-119.

审查员 丁芑

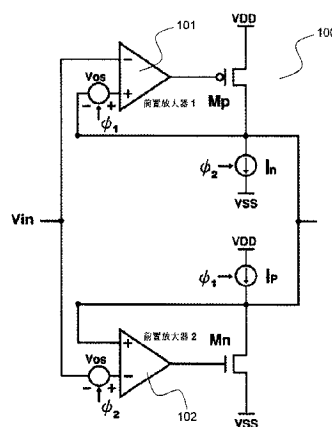
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 14 页

(54) 发明名称

用于平板显示器的源驱动放大器

(57) 摘要

一种用于 TFT-LCD 显示设备的输出缓冲器 (100) 包括有一推挽输出级, 该推挽输出级具有用于向输出端 (Vout) 提供电流的第一设备 (Mp) 和用于从输出端提取电流的第二设备 (Mn)。第一前置放大器 (101) 耦合到用于驱动第一设备以向输出端提供电流的缓冲器的输入端 (Vin)。第二前置放大器 (102), 耦合到用于驱动第二设备从输出端提取电流的输入端; 第一可切换偏移量与第一前置放大器 (101) 有关而第二可切换偏移量与第二前置放大器 (102) 有关。可切换电流源 (Ip) 用于向输出端提供电流而可切换电流吸收器 (In) 用于从输出端提取电流。切换输入 01 用于激活第一可切换偏移量和可切换电流源, 以及互补的切换输入 02 用于激活第二可切换偏移量和可切换电流吸收器。



1. 一种驱动放大器,包括:

输出级,具有输出端,所述输出级是推挽式的设计,该推挽式的设计具有用于向输出端提供电流的第一部分和用于从该输出端提取电流的第二部分,所述第一部分被第一前置放大器驱动,所述第二部分被第二前置放大器驱动;

所述第一和第二前置放大器,具有差动输入端处的可切换电路偏移量,其同相输入端耦合在一起并且反相输入端耦合在一起,用于根据信号输入而驱动该输出级;

可切换电流结构,耦合于该输出端,其中所述电流结构包含可切换电流源和可切换电流吸收器,可切换电流吸收器在第二部分被驱动时与第一前置放大器中的可切换电路偏移量一起被激活,用于从输出端提取电流,可切换电流源在第一部分被驱动时与第二前置放大器中的可切换电路偏移量一起被激活,用于向输出端提供电流;

至少一个切换控制输入,用于控制电路偏移量和电流结构的激活和去激活;并且

其中无论可切换电路偏移量和可切换电流结构的切换控制输入如何,前置放大器始终是激活的。

2. 一种根据权利要求1的驱动放大器,其中所述切换控制输入起源于所述放大器内形成的控制器。

3. 一种根据权利要求1的驱动放大器,其中所述切换控制输入起源于所述放大器之外形成的控制器。

4. 一种源驱动装置,包括如权利要求1的驱动放大器,其中驱动放大器差分输入端感应信号输入和放大器输出。

5. 一种平板显示器,包括多个根据权利要求4的源驱动装置。

6. 一种根据权利要求5的平板显示器,其中所述显示器包括具有列薄膜晶体管的液晶显示器,每个所述列由相应的源驱动装置之一来驱动。

7. 一种显示设备的驱动放大器,所述驱动放大器包括:

推挽输出级,所述推挽输出级具有用于向输出端提供电流的第一设备和用于从输出端提取电流的第二设备;

第一前置放大器,耦合到所述驱动放大器的输入端,用于驱动所述第一设备以便向输出端提供电流;

第二前置放大器,耦合到所述驱动放大器的输入端,用于驱动第二设备从输出端提取电流;

第一可切换电路偏移量,位于所述第一前置放大器的差分输入端处,以及第二可切换电路偏移量,位于所述第二前置放大器的差分输入端处,第一前置放大器和第二前置放大器的同相输入端耦合在一起并且第一前置放大器和第二前置放大器的反相输入端耦合在一起;

可切换电流源,用于向输出端提供电流;

可切换电流吸收器,用于从输出端提取电流;以及

至少一个切换控制输入,用于交替地同时激活第一可切换电路偏移量和可切换电流吸收器,或者第二可切换电路偏移量和可切换电流源,并且

其中无论可切换电路偏移量和电流结构的开关输入控制如何,前置放大器始终是激活的。

8. 一种根据权利要求 7 的驱动放大器,其中所述切换控制输入包括这样一种表示,即驱动放大器的输出端的电压大于输入端的电压或驱动放大器的输入端的电压大于输出端的电压。

9. 一种根据权利要求 8 的驱动放大器,其中所述放大器更进一步包括另一个电路以比较输入端和输出电压以及提供至少一个切换控制输入。

10. 一种根据权利要求 9 的驱动放大器,其中所述另一个电路包括相位检测器或传感电路并且从中导出互为反相的切换控制输入。

11. 一种源驱动装置,包括根据权利要求 7 的驱动放大器,其中驱动放大器差分输入端感应信号输入和放大器输出。

12. 一种平板显示器,包括多个根据权利要求 11 的源驱动装置。

13. 一种根据权利要求 12 的平板显示器,其中所述显示器包括具有列薄膜晶体管的液晶显示器,每个所述列由相应的源驱动装置之一来驱动。

用于平板显示器的源驱动放大器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种平板显示器的源驱动放大器,尤其涉及一种例如用在薄膜晶体管液晶显示器的驱动电路中的源驱动放大器。

背景技术

[0002] 薄膜晶体管液晶显示器 (TFT-LCD) 被认为是起主导作用的阵列型显示器。该阵列由多个像素 (或点) 组成,每个像素具有一个驱动电极和一个与其他像素共享的公共电极。LCD 是由 AC(alternating current,交流电) 信号驱动的。在这样一个结构中,如果在显示第一帧时相对于施加到公共电极的电压而言施加到驱动电极的电压是正的,那么在下一个相继的帧中相对于施加到公共电极的电压而言施加到驱动电极的电压是负的。施加到驱动电极的电压是由列驱动器 (亦称段驱动器) 来提供的。列 (或源,实际上往往已知的) 驱动器具有多个列 (或源) 单元驱动装置以向 LCD 中的多个列提供驱动输出。

[0003] 在 TFT-LCD 板中有两种众所周知的公共电极实现方案:静态公共电极和动态公共电极。对于静态公共电极,施加到公共电极的电压是静态的。如果施加到驱动电极的电压大于施加到公共电极的电压,则对于该像素施加正电压。如果施加到驱动电极的电压小于施加到公共电极的电压,则对于该像素施加负电压。

[0004] 图 7 是利用静态公共电极方案的典型伽马 (gamma) 曲线。该伽马曲线表示了显示器的输出亮度 (横轴) 与列单元 (或者也称作源单元) 的驱动器输出电压 (纵轴) 之间的关系。在 6- 位元的图像数据的情况中,驱动器的列 (源) 输出电压被分成若干电压电平 (VGL0 到 VGL63) 并且每个电平对应于显示亮度的一个灰度级 (GL0 到 GL63)。如图 7 所示,所有的正伽马电压都高于公共电极电压,同时所有负伽马电压都低于静态公共电极电压 (VCOM)。

[0005] 对于动态公共电极,施加到公共电极的电压是 AC 信号,其被表示成 VCOMH 或 VCOML,是两个电压电平。如果由 VCOMH 驱动第一帧的奇数线,则 VCOML 驱动第一帧的偶数线。此后,由 VCOML 驱动第二帧的奇数线,由 VCOMH 驱动第二帧的奇数线。图 8(a) 是利用动态公共电极方案的典型伽马曲线。如图 8(a) 所示,所有的正伽马电压都高于公共电极 VCOML,同时所有负伽马电压都低于公共电极 VCOMH。

[0006] 显示图象质量取决于与灰度级 (GL0 到 GL63) 相对应的电压电平 (VGL0 到 VGL63) 的准确度,所述灰度级 (GL0 到 GL63) 由显示驱动电子系统中的源驱动装置来产生。对于显示板的公共电极的不同实现来说,有三种用于显示驱动电子系统中的众所周知的驱动方法:点反相驱动、行反相驱动 (或线反相驱动) 以及帧反相驱动。

[0007] 在点反相驱动系统中,如果第一帧的奇数线的奇数点由相对于公共电极的正电压来驱动,那么第一帧的奇数线的偶数点由相对于该公共电极的负电压来驱动。第一帧的偶数线的奇数点由相对于公共电极的负电压来驱动,而偶数点由相对于该公共电极的正电压来驱动。此后对于第二帧,奇数线的奇数点由相对于公共电极的负电压来驱动,而偶数点由相对于公共电极的正电压来驱动。同时,偶数线的奇数点由相对于公共电极的正电压来驱

动,而偶数点由相对于公共电极的负电压来驱动。

[0008] 在行反相系统中,如果第一帧的奇数线的所有点由相对于公共电极的正电压来驱动,则第一帧的偶数线的所有点将由相对于该公共电极的负电压来驱动。此后对于第二帧,奇数线的所有点由相对于公共电极的负电压来驱动,而偶数线的所有点由相对于公共电极的正电压来驱动。

[0009] 在帧反相系统中,第一帧的所有点由相对于公共电极的正电压来驱动。此后第二帧的所有点由相对于公共电极的负电压来驱动。

[0010] 图 9 是显示用于具有 K 列 L 行的起主导作用的薄膜液晶显示器 904 的显示驱动电子系统的示意图。如该图所示,如果水平方向中有 K 个像素,则需要源驱动装置 (SDU) 的 K 个通道以用于驱动。在垂直方向上,使用门驱动器 905 以连续地驱动每个扫描线上的电压,以接通和断开每行上像素的 TFT 901 以便采样及保持由 SDU 902 输出的电压电平。

[0011] 图 10 是利用静态公共电极实现方案的 TFT-LCD 的源驱动装置 902 的电路图,其具有由极性转换信号 PN 所控制的多路复用器 (MUX) 911,所述多路复用器用于选择正数模转换器 (P-DAC) 912 的输出或者选择负数模转换器 (N-DAC) 913 的输出到由运算放大器 914 形成的电压跟随器,从而放大驱动能力以产生驱动输出 DRVO。此后驱动输出 DRVO 被提供给由输出允许信号 (OE) 控制的 CMOS 选通门 915,所述 CMOS 选通门 915 选通所述输出 DRVO 以便为 TFT-LCD 板的一列来驱动 VLCD 针上的电压。图 11 中举例说明了图 10 的电路的操作波形,其中由输入数字显示图像数据来控制 P-DAC 和 N-DAC 以便产生根据该驱动方法的相应驱动电压。P-DAC 和 N-DAC 数字-模拟电压关系分别取决于正负伽马曲线。P-DAC 的输出与 N-DAC 的输出类似,但是相对于公共电极对称,以便满足 AC 驱动需求。

[0012] P-DAC 的输出电压和 N-DAC 的输出电压通常在从 $VSS+0.1V$ 到 $VDD-0.1V$ 的范围内。因此,源驱动装置 902 中所采用的运算放大器 914 必须具备全部的轨对轨 (rail-to-rail) 输出电压摆幅的能力。当该输出高于公共电极的电压时,需要较大的电流源能力以便快速地将负载电容器充电为高压,所述负载电容器基本上由薄膜晶体管液晶显示器 904 的板上的配置寄生电容 (layout parasitic capacitance) 来形成。当该输出低于公共电极的电压时,需要大电流吸收能力以便将薄膜晶体管液晶显示器 904 的负载电容器的高压放电为低压。

[0013] 为了满足这种需求,如图 12 (这种电路的详细描述见美国专利号 6,731,170) 所示,披露了先有技术源驱动装置 902 中所采用的运算放大器的电路。放大器的操作处于 PN 信号的控制之下。当 PN 选择 P-DAC 912 时,象图 13 那样来构造运算放大器以将液晶显示器像素驱动到相对于公共电极的正电压。当 PN 选择 N-DAC 913 时,象图 14 那样来构造运算放大器以将液晶显示器像素驱动到相对于公共电极的负电压。对于静态公共电极的情况,其中所有正伽马电压总是高于公共电极且所有负伽马电压总是低于公共电极,极性转换信号 PN 可用于为其确定放大器的构造以便依照要求而执行。

[0014] 对于动态公共电极情况,在输出放大器开始新的驱动阶段之前,相对于动态公共电极电压和单个列的输出电压来决定驱动放大器的期望极性 (正或负)。新驱动阶段开始时的单个列的输出电压取决于单个列的在前数据和电荷共享效应。在许多显示驱动方案中,为了回收电荷以便功率降低以及为了促进均匀驱动,在新驱动阶段开始之前常常使用电荷共享阶段以通过在电荷的共享中将所有列连接在一起从而均衡单个列的电压。虽然在

电荷共享结束时的最终电压是平均居中的电平,但是特定的最终电平每次都会不同,取决于在每一次时所有列的数据。对于采用动态公共电极或电荷共享的驱动方案来说,诸如 PN 之类的先前的确定性控制信号通常是不可能的。

[0015] 该问题的更详细的分解如下。在图 8(b) 中,实线所示伽马曲线表示相对于公共电极 VCOMH 的负伽马电压,同时虚线所示伽马曲线表示相对于公共电极 VCOML 的正伽马电压。在理想情况下,正伽马电压的 VGL0 到 VGL31 高于负伽马电压的 VGL31 到 VGL63,而负伽马电压的 VGL0 到 VGL31 高于正伽马电压的 VGL31 到 VGL63。实际上,由于实际显示板特性需要,正伽马曲线和负伽马曲线不对称,例如,有点象图 8(b) 中的校准点线那样,正伽马曲线可能是下移的,导致和理想情况中的伽马电压之间所存在的精确关系不一致的偏差。此外,电荷共享阶段之后的电压电平在 VGL31 和 VGL32 周围是可变化的,但是不是理想地在 VGL31 和 VGL32 的中间。通过这个详细分析,因为这些实际电压变化,所以采用从前线数据和当前线数据的比较中导出诸如先有技术中的 PN 之类的确定性控制信号是有问题的,在形成用于驱动动态公共电极应用的输出缓冲器驱动极性的选择中具有误差。

[0016] 图 4(a) 显示了 P. C. Yu 和 J. C. Wu 发表于 IEEE Journal of solid-state circuits、1999 年 1 月第 1 期第 34 卷第 116-119 页的论文“A class-B output buffer for flat-panel display column driver”中披露的驱动策略的基本结构。图 4(a) 的结构具有共源极推挽输出级 (common source push-pull output stage)。根据输出电压 V_{out} 和输入电压 V_{in} 之间的差异,该结构中的两个比较器 Cmp1 和 Cmp2 用作控制器以切换相应的晶体管 Mp 和 Mn 为导通或断开。图 4(c) 显示了当对负载进行充电时的配置以及图 4(d) 显示了当对负载进行放电时的配置。当 $V_{out} < V_{in}$ 时,比较器 Cmp1 导通晶体管 Mp 而比较器 Cmp2 断开晶体管 Mn。当 $V_{out} > V_{in}$ 时,比较器 Cmp1 断开晶体管 Mp 而比较器 Cmp2 导通晶体管 Mn。理想地,晶体管 Mp 和 Mn 不会同时导通,防止不良的穿透电流 (shot-through current) 的发生。实际上,由于关于硅的设备参数的不可避免的小变化,在 $V_{in} \sim V_{out}$ 的交叉区周围,比较器 Cmp1 和 Cmp2 不能完全断开晶体管 Mp 或 Mn,因为在这个交叉区期间晶体管 Mp 和 Mn 都会导电所以引起了击穿电流。

[0017] 为了消除静态状态下的击穿电流,将偏移电压 V_{os} 施加到比较器 Cmp1 和 Cmp2 上以提供用于处理变化的容许误差。当 $|V_{in}-V_{out}| < V_{os}$ 时,晶体管 Mp 和 Mn 都断开,见图 4(b),以避免击穿电流的出现。在容许误差边缘和输出准确度之间存在一种折衷。较大的比较器偏移电压提高了电路相对于处理变化的鲁棒性,但是增大了等于该偏移电压的输出误差,如图 6(a) 所示。

[0018] 图 5(a) 显示了一种改进的驱动策略的基本结构,其建议在输入和输出之间增加一个小的无偏移电压的辅助缓冲器,以消除由图 4(a) 的电路中的偏移电压所引起的输出误差。图 5(a)-5(d) 中的 V_{os} 偏移量符号表示由于制备和材料变化,在其他理想匹配或者同样的电路中存在的固有过程和材料偏移量。在没有偏压的情况下,在输入和输出之间增加一个小的辅助缓冲器。图 5(b) 所示,在 $|V_{in}-V_{out}| < V_{os}$ 条件期间这个缓冲器可驱动该输出以消除输出误差。辅助缓冲器的增加增大了功率消耗和电路尺寸。为了最小化额外功率消耗以及为了抵消其在充电 (见图 5(c)) 和放电 (见图 5(d)) 过程中对主推挽输出的影响,辅助缓冲器不能具有大驱动能力。这导致了在 $|V_{in}-V_{out}| < V_{os}$ 条件期间的慢响应,如图 6(b) 中接近 V_{high} 和 V_{low} 的区域所示。

发明内容

[0019] 希望产生一种用于平板显示器应用中的源驱动放大器的驱动策略,其同时具有小电路面积、低静态功率消耗、高输出准确度、以及大驱动能力的优点,基本上克服或至少改善现有结构的一个或多个缺陷。

[0020] 根据当前说明书,可切换的电路偏移电压用来调和由电路制造工艺参数变化所引起得电路参数变化,通过将输入级的偏移电压的切换与耦合到输出级的偏置电流的切换相关联,可以在保持低的穿透电流的情况下实现高的输出准确性。该电流结构提供了输出级的偏置以维持输出准确度和在稳定状态下的稳定性。

[0021] 根据本公开的一个方面,提供了一种源驱动放大器,包括由具有可切换偏移量的输入差动增益级来驱动的输出级。利用以负反馈方式耦合到输入端之一的输出电压,输入差动增益级根据两个输入电压之间的差异来驱动输出级,输出级是推挽电路,其提供低输出阻抗和大电流驱动能力。可切换电流结构耦合到输出端,以及至少一个切换输入被构造根据输入端和输出端的相对极性来切换偏移量的操作和电流结构。

[0022] 在特定的实现中,所披露的是一种用于显示设备的驱动放大器。该驱动放大器包括一推挽输出级,所述推挽输出级具有用于向输出端提供电流的第一设备和用于从输出端提取电流的第二设备。该驱动放大器具有一输入差动增益级。该输入差动增益级具有第一差动前置放大器及第二差动前置放大器。其中第一差动前置放大器的输出端被耦合到第一设备的输入端提供电流,而第二差动前置放大器的输出端也被耦合到第二设备的输入端以驱动其从输出端提取电流。还提供了与第一前置放大器相关联的第一可切换偏移电压和与第二前置放大器相关联的第二可切换偏移电压,同时也提供了用于向输出端提供电流的可切换电流源和用于从输出端提取电流的可切换电流吸收器。至少一个切换输入用于交替地同时激活第一可切换偏移量和可切换电流吸收器,或者第二可切换偏移量和可切换电流源。从驱动放大器的输入与输出电压的比较中按希望地确定输入差动增益级中的前置放大器的输出。

[0023] 根据以下描述其他方面将变得显而易见。

附图说明

[0024] 图 1 是根据本公开的源驱动放大器的电路原理图;

[0025] 图 2 显示了当充电或驱动负载时图 1 的放大器;

[0026] 图 3 显示了当为负载放电时图 1 的放大器;

[0027] 图 4(a)-4(d) 显示了在各种操作模式下的先有技术放大器;

[0028] 图 5(a)-5(d) 显示了在各种操作模式下的另一种先有技术放大器;

[0029] 图 6(a)-6(c) 先有技术与根据本公开的放大器性能的比较图;

[0030] 图 7 是先有技术公共电极 TFT-LCD 的咖马曲线;

[0031] 图 8(a) 是动态公共电极 TFT-LCD 的咖马曲线;

[0032] 图 8(b) 举例说明了咖马曲线的不对称性;

[0033] 图 9 是先有技术起主导作用的薄膜 LCD 的驱动电子设备的略图以及在其内可采用目前描述的结构;

- [0034] 图 10 是可被用于图 9 的结构中的先有技术源驱动装置的略图；
- [0035] 图 11 显示了图 10 的电路的操作波形；
- [0036] 图 12 是可被用于图 10 的驱动缓冲器 914 中的先有技术放大器的电路图；
- [0037] 图 13 显示了当驱动 LCD 正极时放大器的配置；
- [0038] 图 14 显示了当驱动 LCD 负极时放大器的配置；以及
- [0039] 图 15 显示了为了用于图 1 的电路而形成的驱动放大器的配置；
- [0040] 图 16(a) 和 16(b) 显示了假定可切换偏移控制信号做出了错误判定时图 1 的电路配置的两种情况。

具体实施方式

[0041] 图 1 显示了根据本公开且最佳地被构造成供 TFT-LCD 结构的源驱动装置之用的驱动放大器 100。驱动放大器 100 包括采用共源连接结构输出晶体管 M_p 和 M_n 的互补推挽输出级结构， M_n 和 M_p 的漏极耦合到输出端 V_{out} 。这种构造允许从驱动放大器 100 到负载的电流双向提供。晶体管 M_p 和 M_n 每个都分别由相应的差动前置放大器 101 和 102 进行驱动。 M_p 和 M_n 都可由 PMOS 或者 NMOS 来实现。向每个前置放大器 101 和 102 提供可切换电压偏移量 V_{os} 。每个前置放大器的偏移电压可与前置放大器的同相输入端或者倒相输入端相连。

[0042] 在图 1 的实现中， M_n 是 NMOS 晶体管而 M_p 是 PMOS 晶体管。前置放大器 101 用于输出反馈控制电压以在 $V_{in} > V_{out} + V_{os}$ 时驱动 M_p 。前置放大器 102 用于输出反馈控制电压以在 $V_{in} < V_{out} - V_{os}$ 时驱动 M_n 。前置放大器 101 采用电压连接到同相输入端的这种构造。因此，可切换电路偏移电压 V_{os} 耦合在前置放大器 101 的同相输入与 V_{out} 之间。输入端 V_{in} 耦合到前置放大器 101 的倒相输入。前置放大器 102 采用将偏移电压连接到倒相输入端的这种构造。因此，相应的可切换电路偏移电压 V_{os} 设置在前置放大器 102 的倒相输入与输入端 V_{in} 之间。前置放大器 102 的同相输入连接到输出端 V_{out} 。

[0043] 可切换电流吸收器 I_n 被构造在输出端 V_{out} 与负电压电源 V_{ss} 之间。可切换电流源 I_p 设置在正电压电源 V_{dd} 与输出端 V_{out} 之间。吸收器 I_n 促使从输出端提取电流，反之源 I_p 促使向输出端提供电流。通过提供反相位的切换控制信号 ϕ_1 和 ϕ_2 ，前置放大器 101 的偏移量和电流源 I_p 由信号 ϕ_1 来激活。前置放大器 102 的偏移量和电流吸收器 I_n 由信号 ϕ_2 来激活。

[0044] 驱动器放大器 100 的操作如下。对于 $V_{in} > V_{out}$ ，无效的 ϕ_1 停止 (de-activates) 前置放大器 101 的偏移量和偏置源电流 I_p ，而有效的 ϕ_2 激活前置放大器 102 的偏移量和偏置吸收电流 I_n 。前置放大器 101 导通晶体管 M_p ，而前置放大器 102 断开晶体管 M_n 。与所有的常规工艺参数变化无关，当输出端电压达到接近于（即使在输入端 V_{in} 电平的小 V_{os} 范围内）输入端 V_{in} 电平时，前置放大器 102 中的激活的偏移电压 V_{os} 提供一个安全界限以保持 M_n 断开，从而防止任何穿透电流 (shot-through) 的发生。驱动器放大器 100 的实际电路构造变得如图 2 所示，其中 M_p 向负载（即，LCD 904 的像素的 TFT's）供给电流 I_{out} 直到输出端 V_{out} 达到 V_{in} 的电平为止。由电流吸收器 I_n 提供的有效偏置保持 V_{out} 稳定且在稳定状态下等于 V_{in} 。

[0045] 对于 $V_{in} < V_{out}$ ，有效的 ϕ_1 激活对前置放大器 101 的偏移量和偏置源电流 I_p ，而无效的 ϕ_2 停止 (de-activates) 对前置放大器 102 的偏移量和偏压吸收电流 I_n 。前置放

大器 102 导通晶体管 M_n , 而前置放大器 101 断开晶体管 M_p 。与所有的常规工艺参数变化无关, 当输出端电压达到接近于 (即使在输入端 V_{in} 电平的小 V_{os} 范围内) 输入端 V_{in} 电平时, 前置放大器 101 中的激活的偏移电压 V_{os} 提供一个安全界限以保持 M_p 断开, 再次防止任何短路电流的发生。驱动器放大器 100 的实际电路构造变得如图 3 所示, 其中 M_n 从负载 (即, LCD 904 的像素的 TFT's) 提取或吸收电流 I_{out} , 直到输出端 V_{out} 达到 V_{in} 的电平为止。由电流源 I_p 提供的有效偏置保持 V_{out} 稳定且在稳定状态下等于 V_{in} 。

[0046] 由外部控制器或者嵌入在驱动器放大器 100 之内的内部控制器来提供可切换偏移控制信号 $\Phi 1$ 和 $\Phi 2$, 所述可切换偏移控制信号 $\Phi 1$ 和 $\Phi 2$ 表示 $V_{in} > V_{out}$ 或 $V_{in} < V_{out}$ 。这些控制器可具有任何型号的适当的相位检测器或传感电路, 由数字或者模拟方法来实现。图 15 显示了一个简单的示意图, 其中数据比较器 1500 向按照图 1 的驱动放大器 100 而构造的驱动放大器 1502 输出可切换偏移控制信号 1504。在图 15 中, 从数据比较器 1500 中接收单个切换输入 1504, 因而内部地构造缓冲器 1502 以提供这个输入的反向形式, 所述反向形式用于激活可切换偏移量和可切换电流源。或者, 如上所述可在驱动放大器 1502 内形成数据比较器 1500。

[0047] 前置放大器 101 和 102 的可切换偏移电压 V_{os} 可构造于驱动放大器 100 的差动输入电路内。这可以通过在差动连接的输入双晶体管之间或者在向输入双晶体管提供偏置电流的电流反射镜双晶体管之间设计小的可切换不对称性来实现。

[0048] 在图 1 的结构中, 该电路被构造以便仅有一个大晶体管 M_p 或 M_n 在任何时候均被导通, 用这个方法确保从 M_p 到 M_n 不存在穿透电流 (shot-through current) 通路。同样地, 在 $|V_{in} - V_{out}| < V_{os}$ 时, 活动的驱动前置放大器中的偏移电压被停止, 所以驱动放大器 100 准确且高速地将 V_{out} 驱动到与 V_{in} 相同的电平。参考上述讨论到的先有技术配置, 在图 6(c) 中相比较地举例说明了这个最佳的驱动能力。

[0049] 驱动放大器 100 的特征是采用驱动极性控制信号, 诸如控制信号 $\Phi 1$ 和 $\Phi 2$, 以控制可切换偏移量, 而不是直接控制输出驱动极性。相反, 如同先前所提及的, 先有技术结构使用控制信号以直接选择驱动极性。因此当仅仅比较线数据不能总是正确地确定适当的驱动极性时, 先有技术结构在采用电荷共享和动态公共电极的驱动方案中陷入困境。在本发明中, 驱动极性总是正确的, 因为它是由差动输入前置放大器中的 V_{in} 和 V_{out} 的实际比较而确定的, 保证了高驱动总是有效的以便至少在 $|V_{in} - V_{out}| > V_{os}$ 时快速地驱动输出接近输入电压。图 16 举例说明了与以上详细描述的理想驱动情形不同的情况, 即在将不正确的可切换 V_{os} 激活时, 当输出达到 $|V_{in} - V_{out}| < V_{os}$ 时所降低的驱动情形。对于 $V_{out} < V_{in}$, 需要大电流源输出以在图 2 的理想配置配置下将由 TFT 显示器呈现的负载电容器充电为高压。然而, 如图 16a 所示, 假定可切换偏移控制信号做出了错误的判断, 那么晶体管 M_p 仍然可以快速地提供电流直到 $V_{in} - V_{os} < V_{out} < V_{in}$ 。此后, 当 $V_{in} - V_{os} < V_{out} < V_{in}$ 时, 因为输出是仅由小偏置电流源 I_p 来驱动的, 所以驱动速度变得更慢。相反地, 当 $V_{out} > V_{in}$, 需要大电流吸收能力以在图 3 中的理想配置下对负载电容器的高压进行放电。然而, 如图 16b 所示, 假定可切换偏移控制信号做出了错误的判断, 那么晶体管 M_n 仍然可以快速地吸收电流直到 $V_{in} + V_{os} > V_{out} > V_{in}$ 。此后, 当 $V_{in} + V_{os} > V_{out} > V_{in}$ 时, 因为输出是仅由小偏置电流吸收 I_n 来驱动的, 所以驱动速度变得更慢。由本发明人所指导的实验表明此处披露的源驱动放大器的最坏的情况可以至少像图 6(b) 中描述的先有技术一样来执行, 以

及在平均条件下工作性能优于先有技术结构。

[0050] 此处披露的结构提供了若干优点,诸如:

[0051] (a) 结合输出电流偏置和电压偏移量的方法无需输出准确度的折衷就消除了穿透电流 (shot-through current)。

[0052] (b) 在所有条件期间具有快速响应或大驱动能力。即使当可切换偏移控制信号是错误的且选择了错误的前置放大器以激活目标偏移量时,正确的极性高驱动仍然正确地有效直到输出达到期望输入电压的目标偏移量的小范围内;

[0053] (c) 该方法同时实现了小电路面积、低静态功率消耗、高输出准确度、以及大驱动能力;以及

[0054] (d) 在稳定状态中,输出电平不受任何目标或人工地感应的偏移电压的影响。

[0055] 许多特征同样地区别了目前披露的结构与上述讨论到的先有技术:

[0056] (i) 在驱动放大器的两个前置放大器之一中激活可切换小目标偏移电压。这一点见图 2,其中偏移量被施加到 102,以及见图 3,其中偏移量被施加到 101;

[0057] (ii) 驱动放大器中的高驱动的极性由实际输入与输出电压的前置放大器感测来确定,与可切换偏移控制信号无关且因而与控制信号的任何可能误差无关。

[0058] (iii) 该结构在可切换目标偏移量的控制下允许误差并且允许可切换目标偏移量值的绝对准确度。因此,简单的目标偏移量电路、简单的前置放大器以及简单的数据比较器设计足以允许实现。

[0059] (iv) 总是有不具备任何目标偏移量的一个前置放大器来传感并产生与输入电压相一致的输出电压。

[0060] (v) 至少一个小电流源在输出节点处起作用以在稳定状态下对负载进行充电和放电。不考虑可切换偏移控制信号,这个小电流源会产生与输入电压相一致的输出电压。这一点在图 2 和 3 中对于单个电流源/吸收器都是有效的。

[0061] (vi) 先前的和当前的线数据比较器或检波器或传感电路可以用来提供可切换偏移控制信号。

[0062] 虽然当前所描述的结构利用 FET 技术,其同样可利用 BJT 技术或两者的混合来形成相应的实现。

[0063] 此外,根据适当的负反馈阶段,可切换偏移量可以在输入差动放大器的同相输入或者倒相输入时被实现。在这点上,只要输出缓冲器被设置成负反馈系统,那么反馈信号就可连接到同相输入或者连接到倒相输入,所述反馈信号耦合在驱动放大器输出端 V_{out} 与前置放大器的输入端之间。

[0064] 工业实用性

[0065] 所描述的结构适用于电子放大器电路,尤其适用于电容性负载的推挽驱动电路。该结构发现了 LCD 显示器的驱动器电路中的专门应用。

[0066] 上文仅描述了本发明的一些实施例,此外在不脱离本发明的范围和精神下可做出改进和/或改变,实施例是说明性的而不是限制性的。

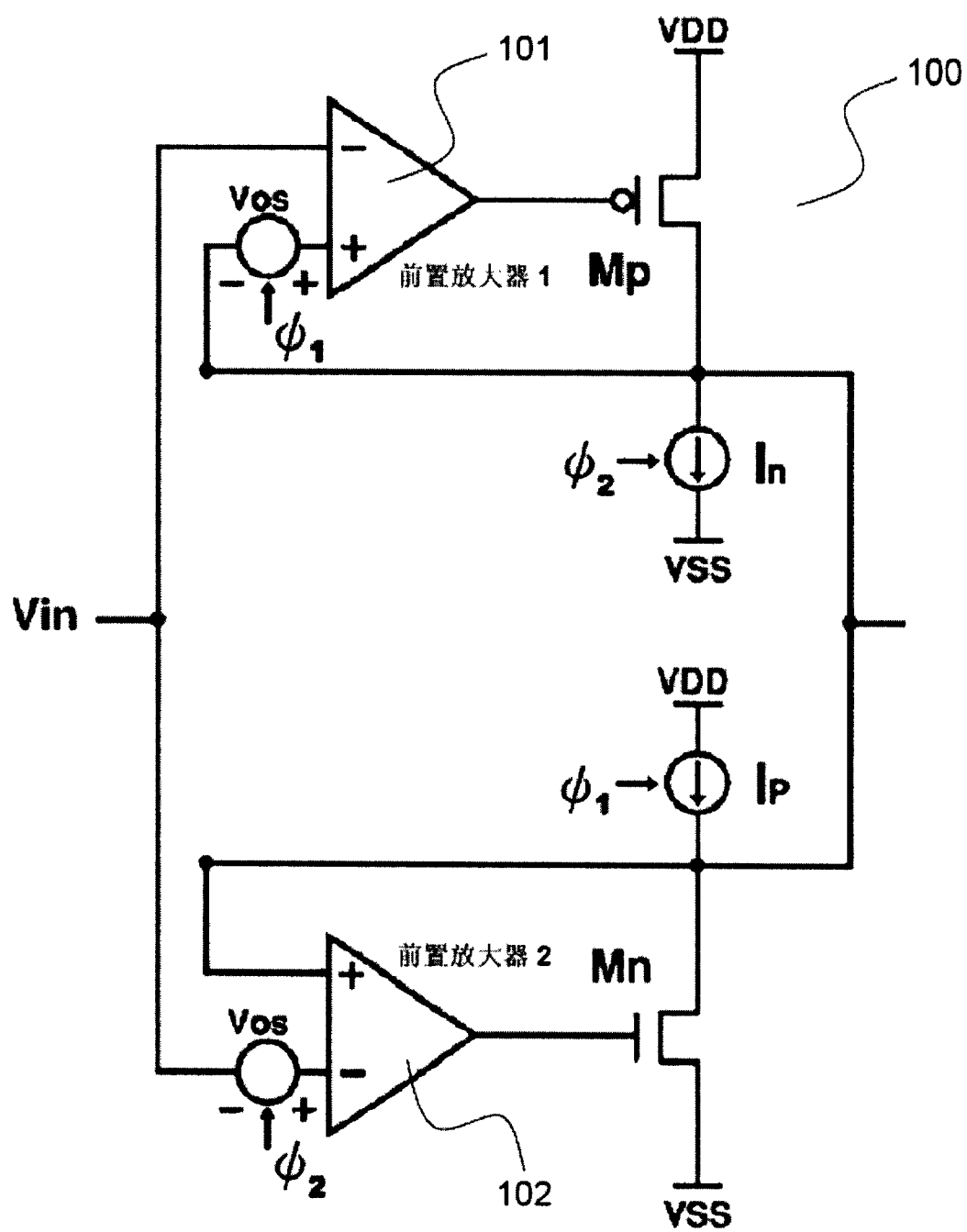


图 1

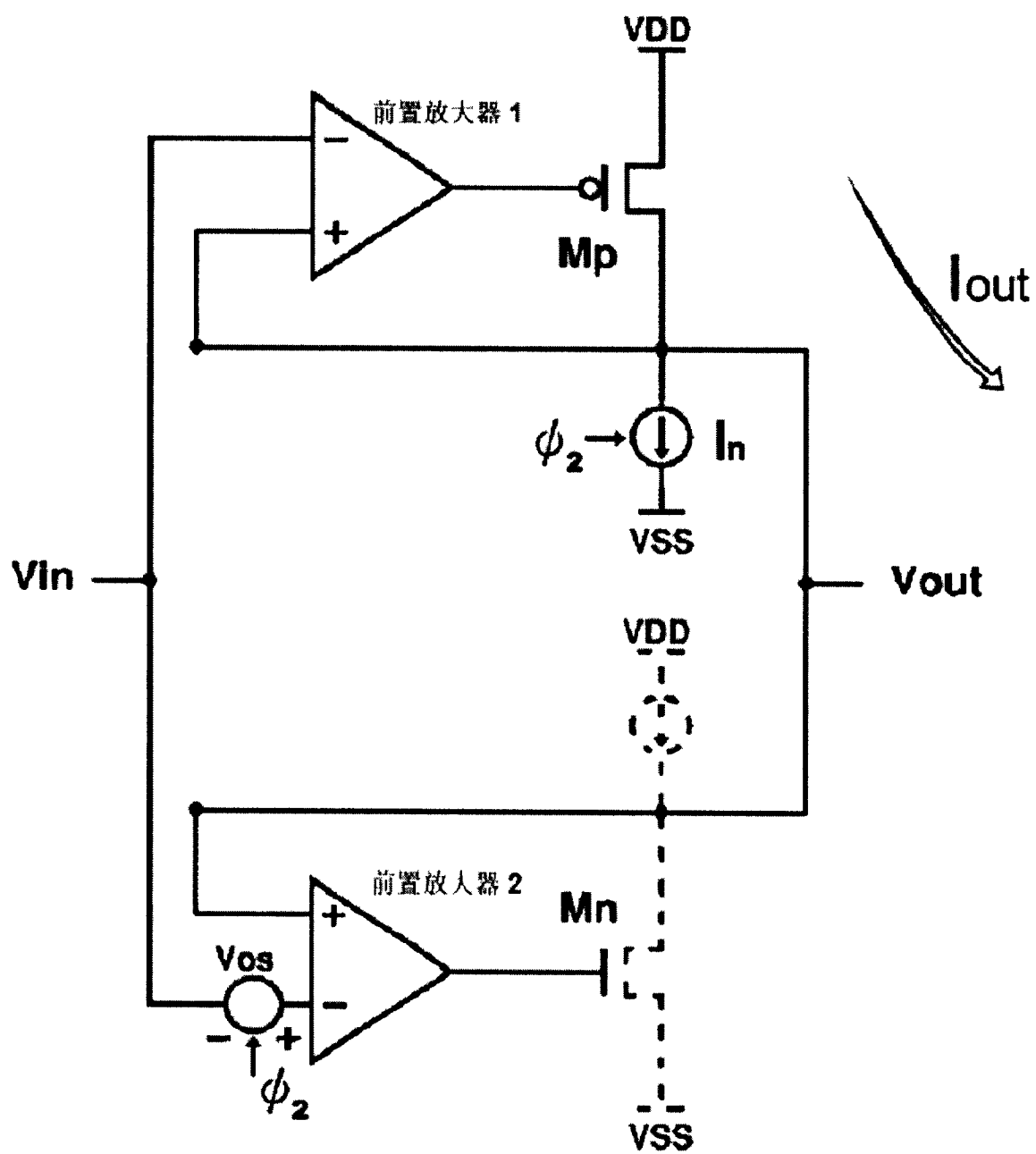


图 2

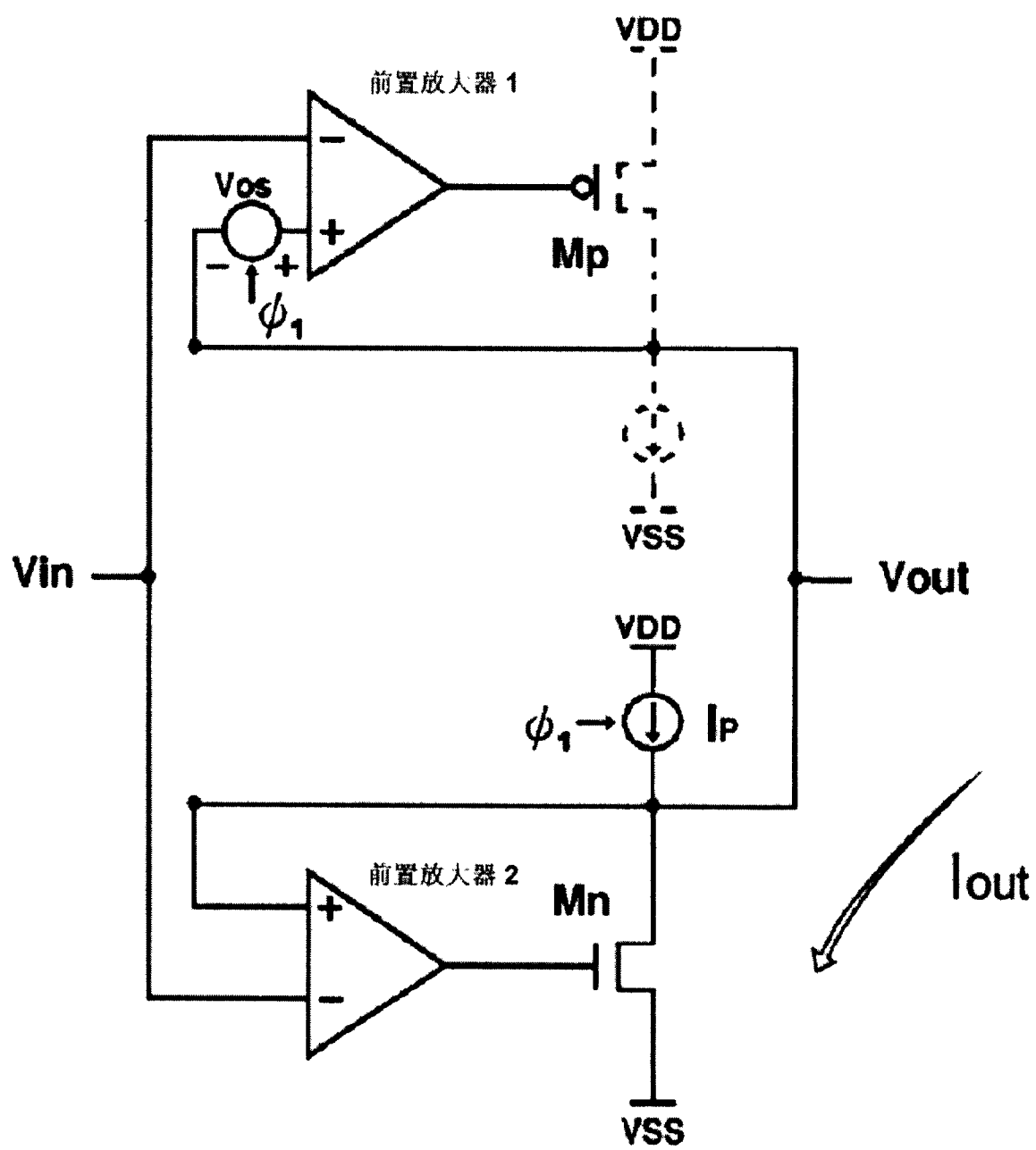


图 3

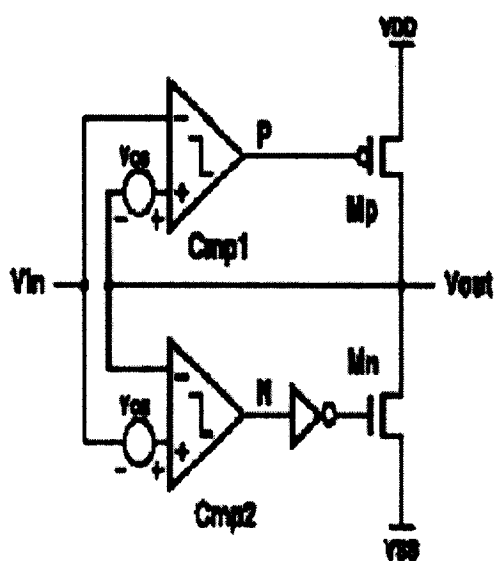


图 4(a)

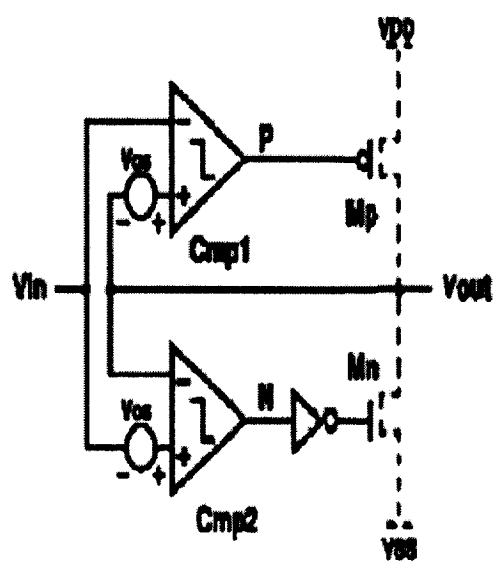


图 4(b)

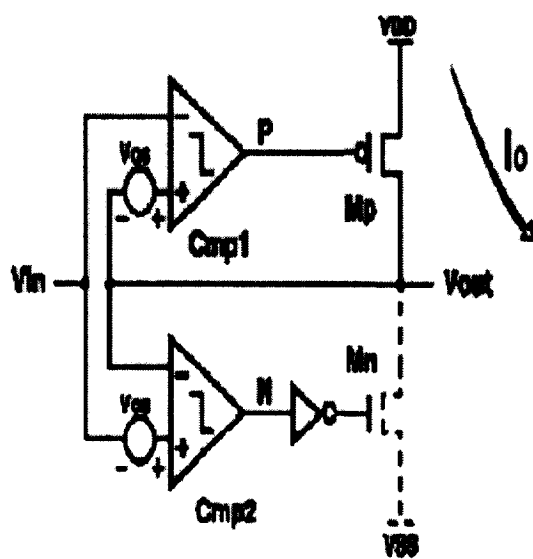


图 4(c)

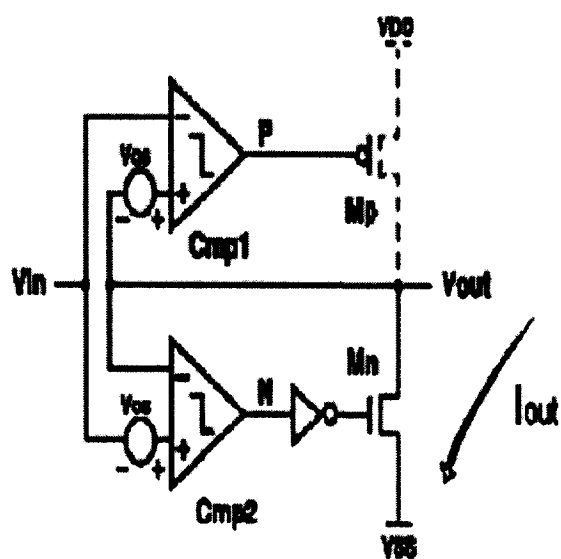


图 4(d)

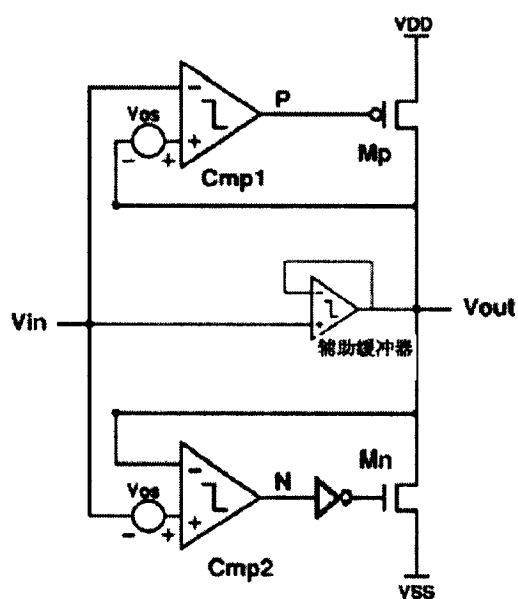


图 5(a)

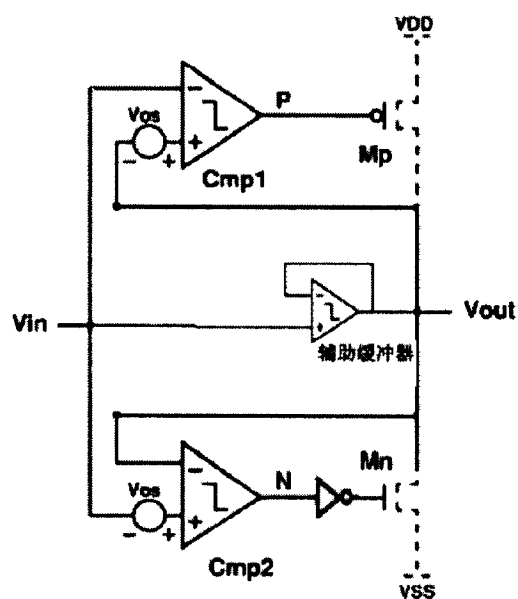


图 5(b)

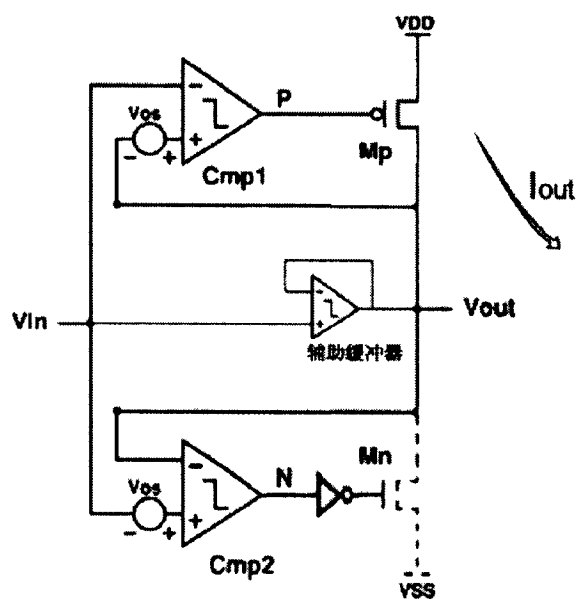


图 5(c)

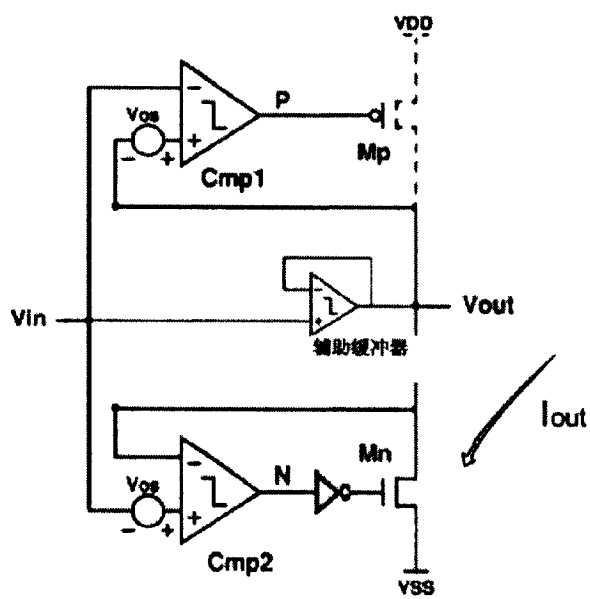


图 5(d)

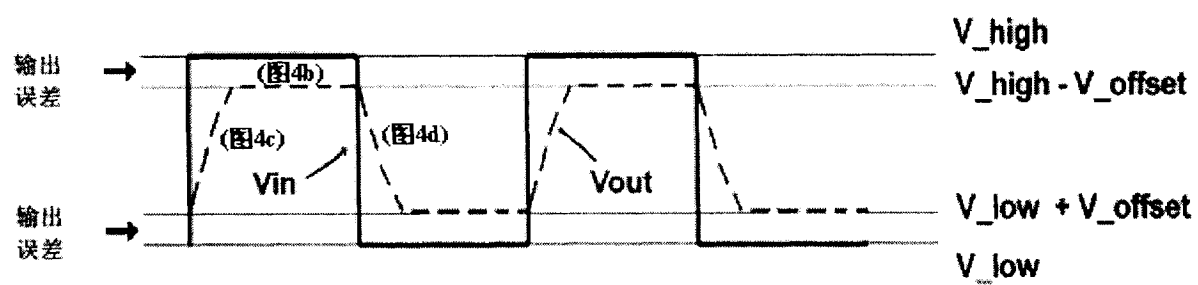


图 6(a)

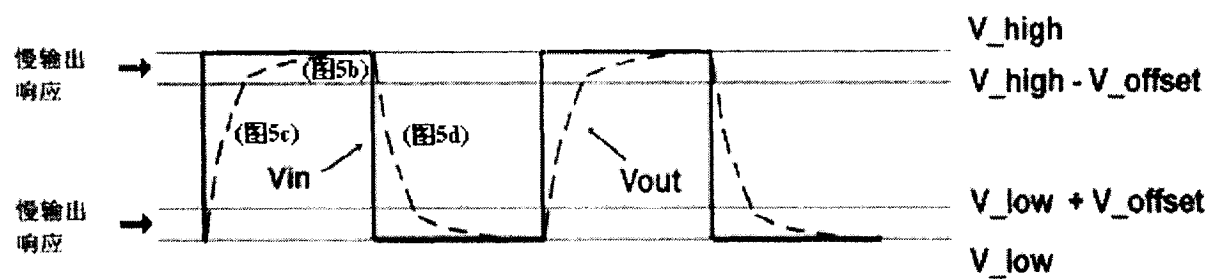


图 6(b)

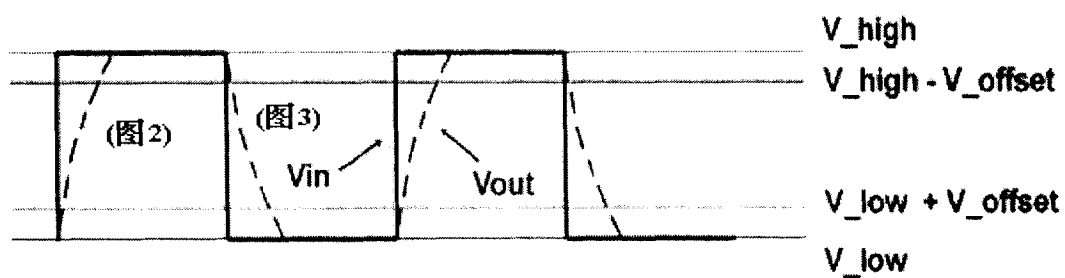


图 6(c)

驱动电报电压

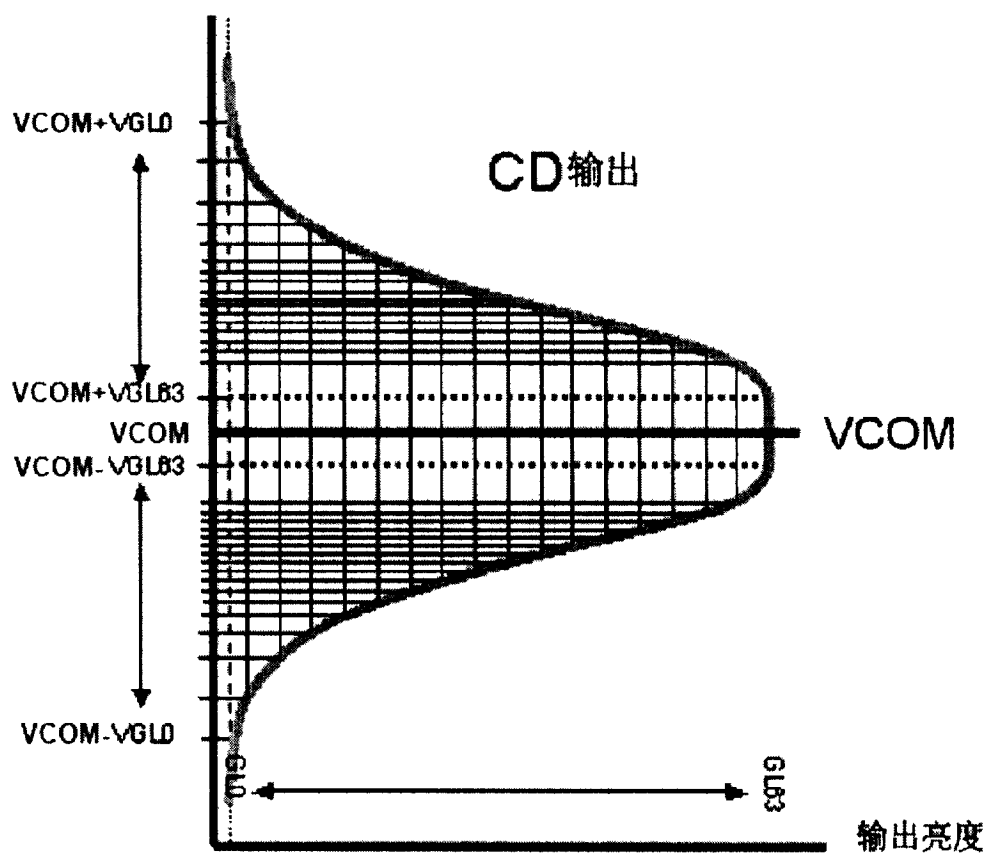


图 7

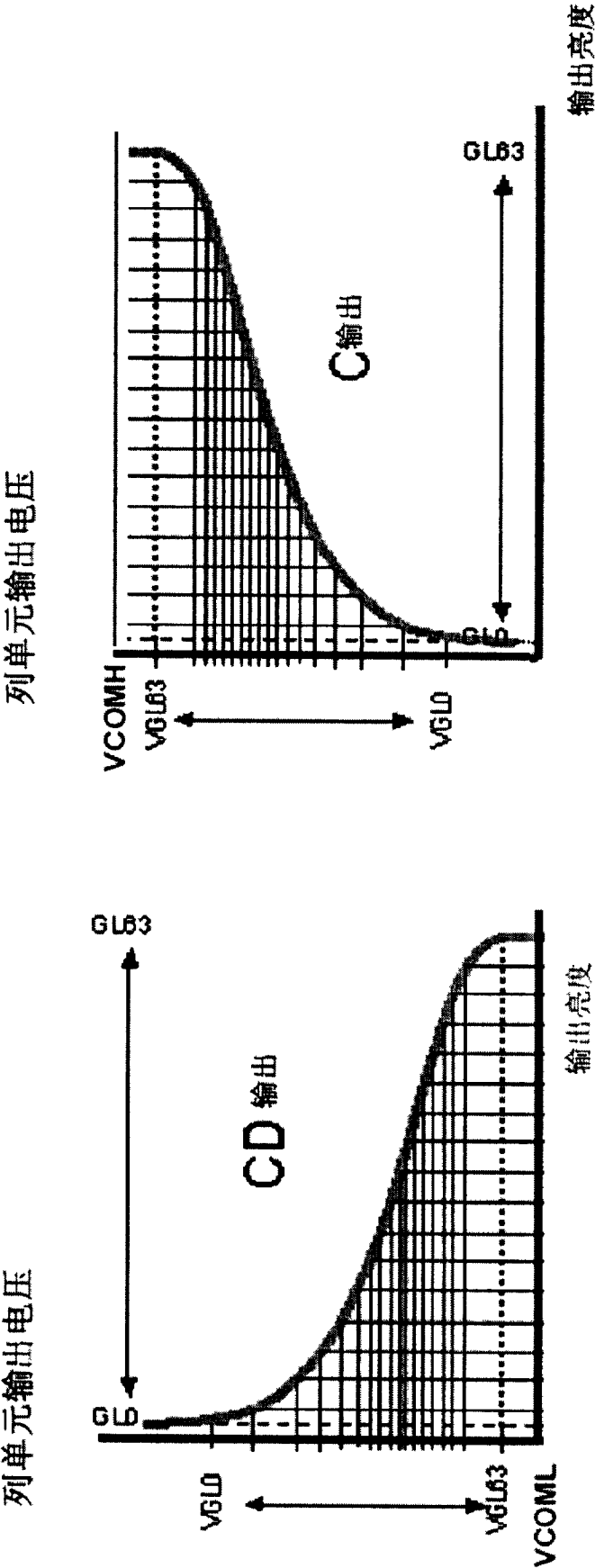


图 8(a)

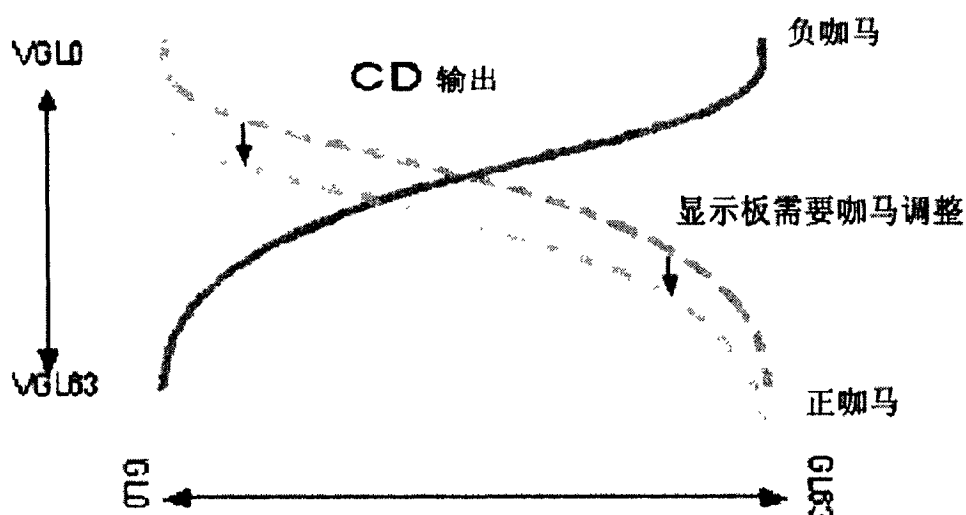


图 8b

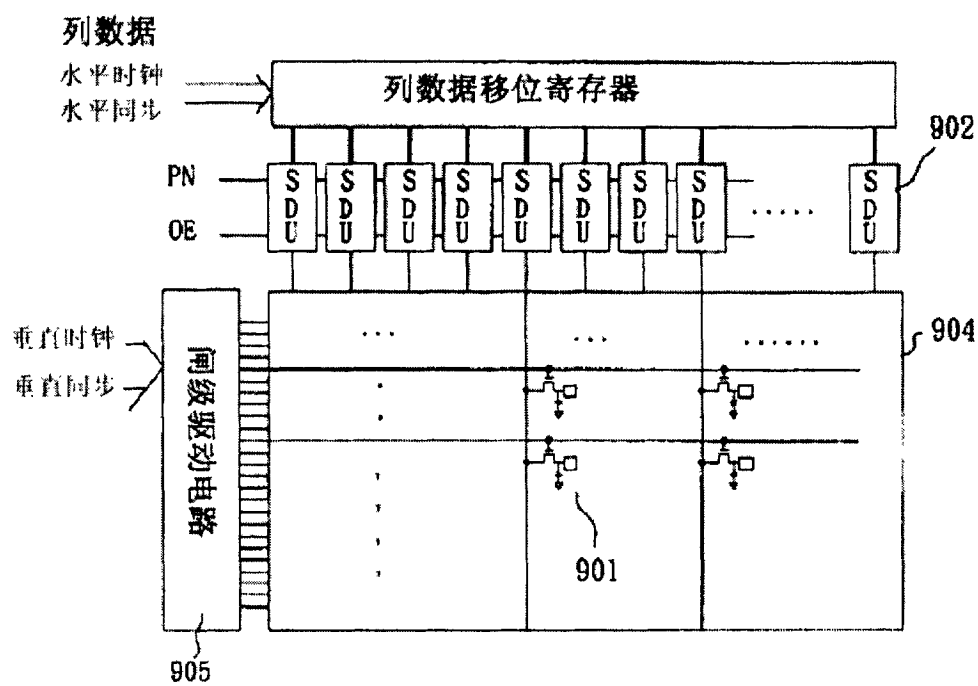


图 9

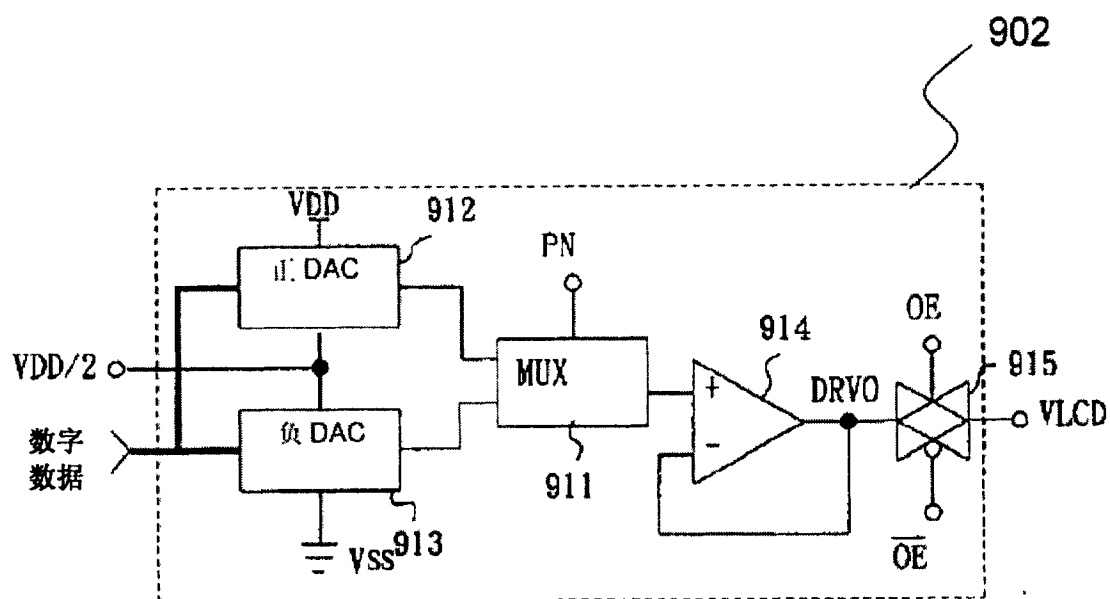


图 10

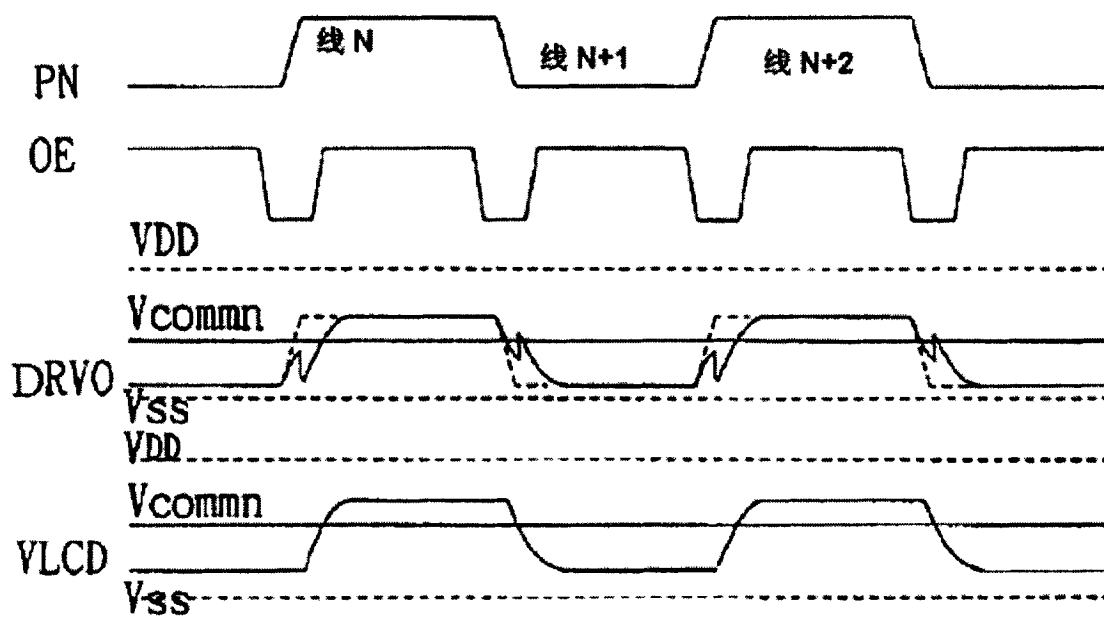


图 11

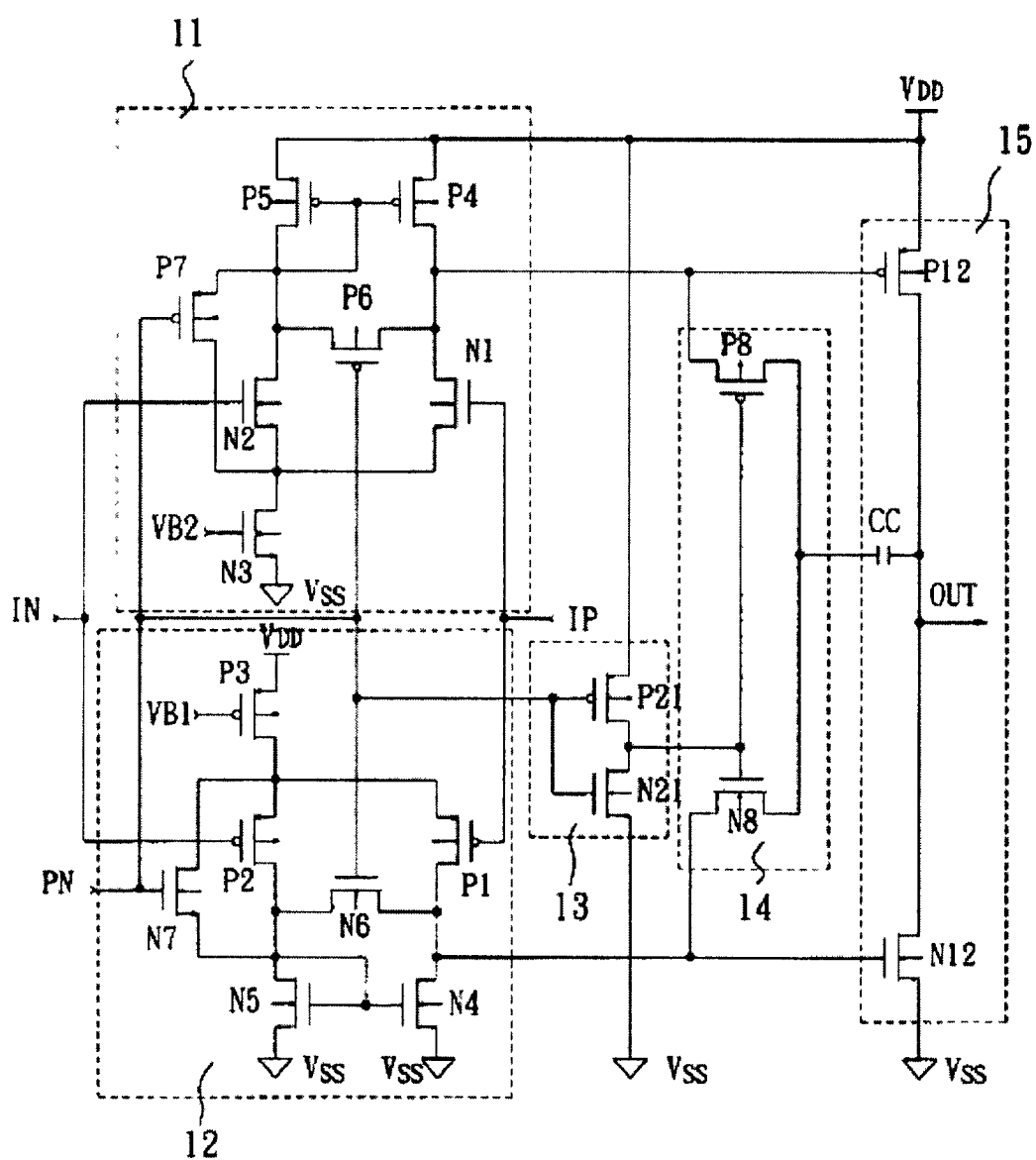


图 12

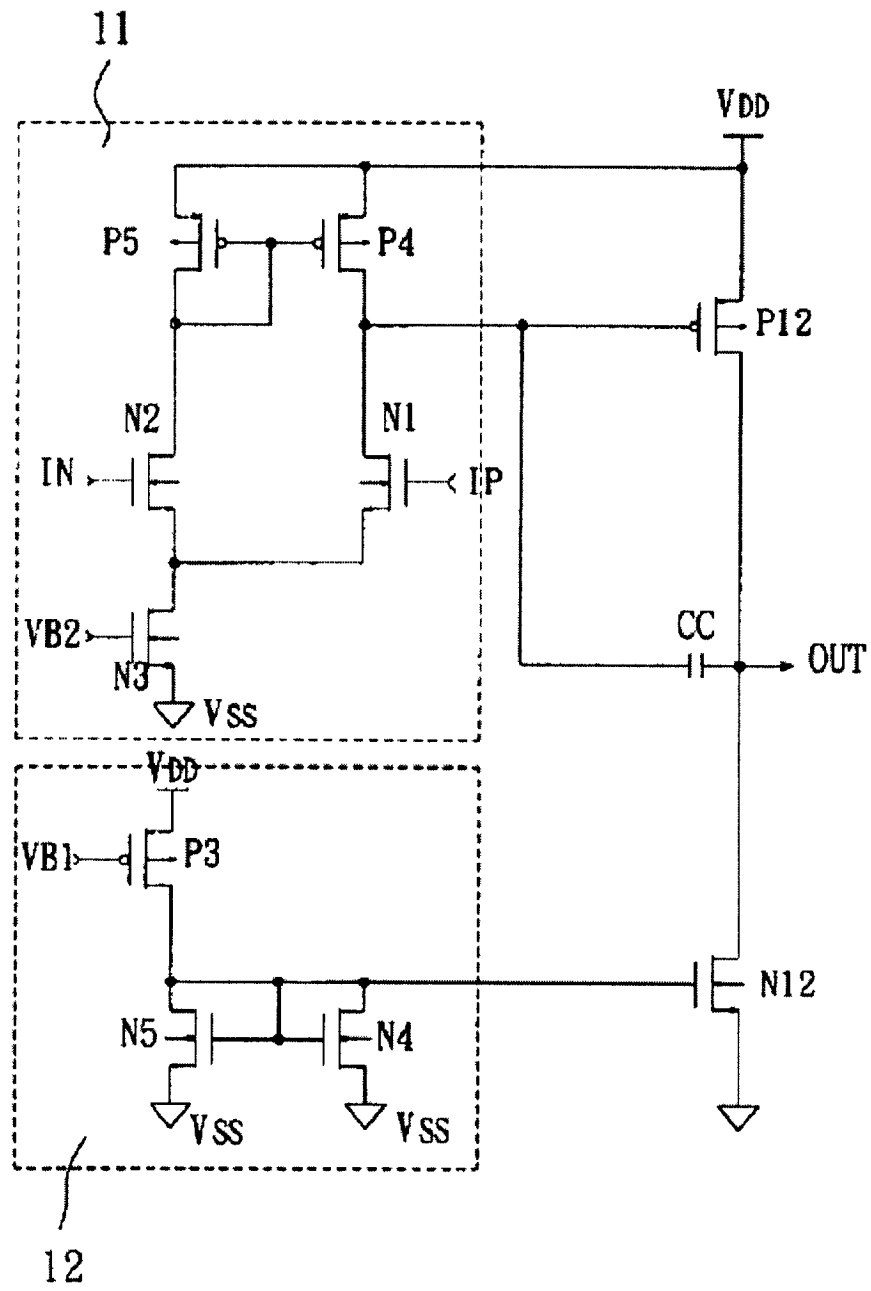


图 13

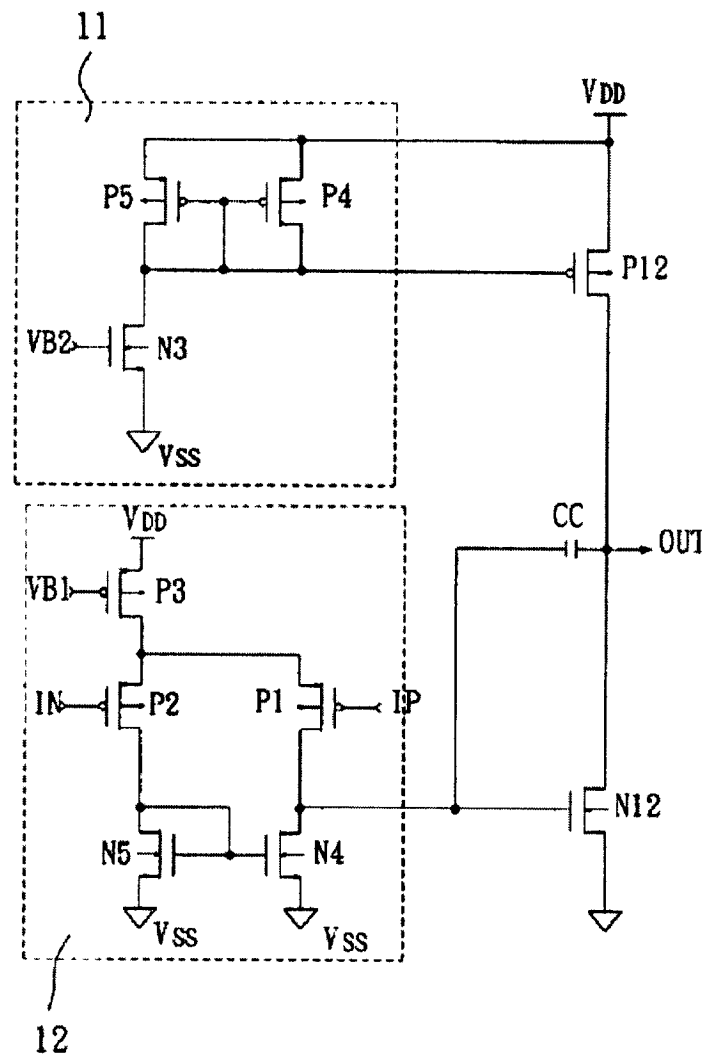


图 14

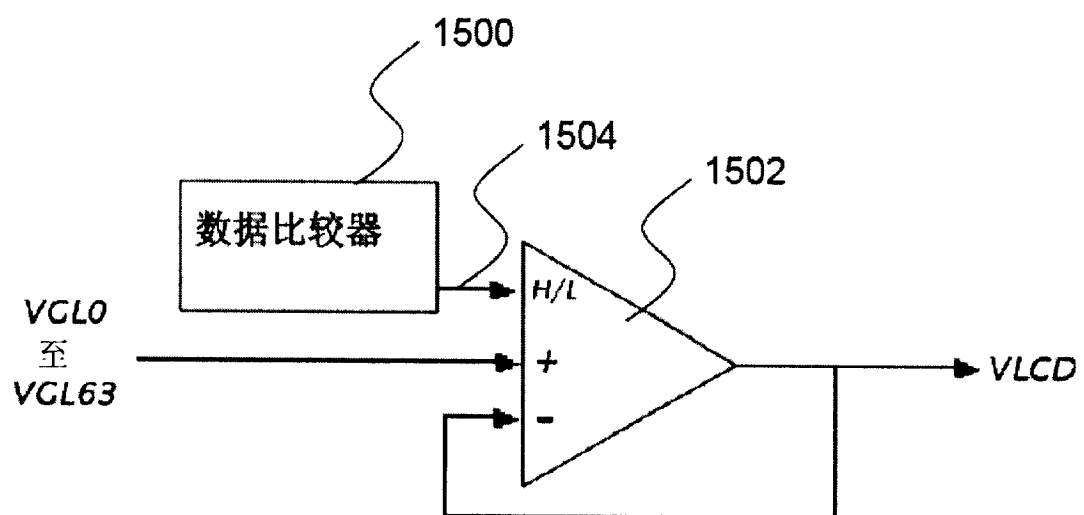


图 15

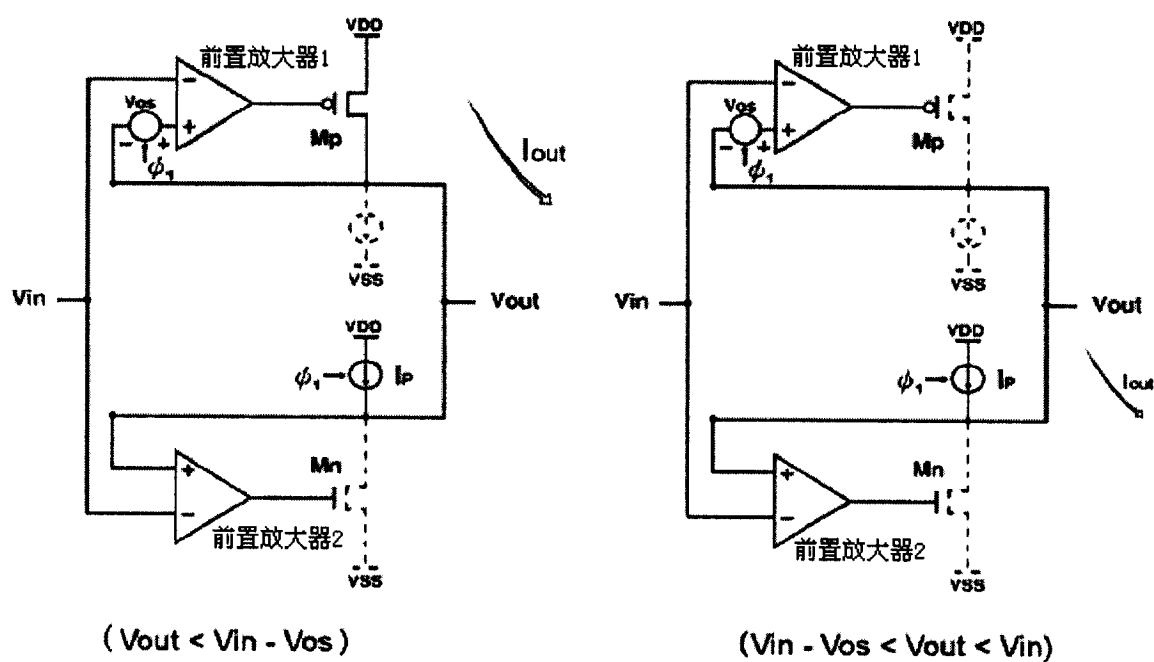


图 16(a)

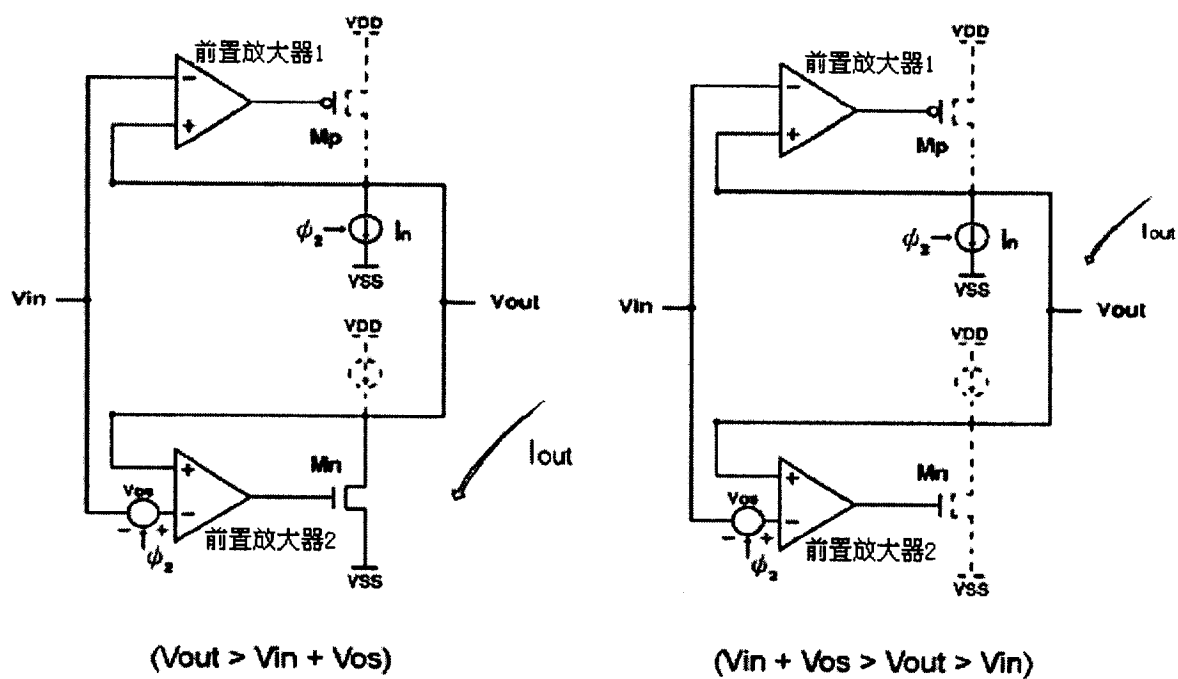


图 16(b)

专利名称(译)	用于平板显示器的源驱动放大器		
公开(公告)号	CN101089937B	公开(公告)日	2012-02-08
申请号	CN200610103802.0	申请日	2006-07-27
[标]申请(专利权)人(译)	晶门科技有限公司		
申请(专利权)人(译)	晶门科技有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	晶门科技有限公司		
[标]发明人	李长辉 李耀生		
发明人	李长辉 李耀生		
IPC分类号	G09G3/36 G09G3/20 G02F1/133		
CPC分类号	G09G3/20 G09G2310/0291 G09G3/3685 G09G3/3614 G09G2310/0275		
代理人(译)	周建秋 王凤桐		
审查员(译)	丁芑		
优先权	11/454027 2006-06-15 US		
其他公开文献	CN101089937A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

一种用于TFT-LCD显示设备的输出缓冲器(100)包括有一推挽输出级，该推挽输出级具有用于向输出端(Vout)提供电流的第一设备(Mp)和用于从输出端提取电流的第二设备(Mn)。第一前置放大器(101)耦合到用于驱动第一设备以向输出端提供电流的缓冲器的输入端(Vin)。第二前置放大器(102)，耦合到用于驱动第二设备从输出端提取电流的输入端；第一可切换偏移量与第一前置放大器(101)有关而第二可切换偏移量与第二前置放大器(102)有关。可切换电流源(Ip)用于向输出端提供电流而可切换电流吸收器(In)用于从输出端提取电流。切换输入用于激活第一可切换偏移量和可切换电流源，以及互补的切换输入用于激活第二可切换偏移量和可切换电流吸收器。

