



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102347011 A

(43) 申请公布日 2012.02.08

(21) 申请号 201110213121.0

(22) 申请日 2011.07.21

(30) 优先权数据

2010-163938 2010.07.21 JP

(71) 申请人 瑞萨电子株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 河越弘和

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 孙志湧 穆德骏

(51) Int. Cl.

G09G 3/36 (2006.01)

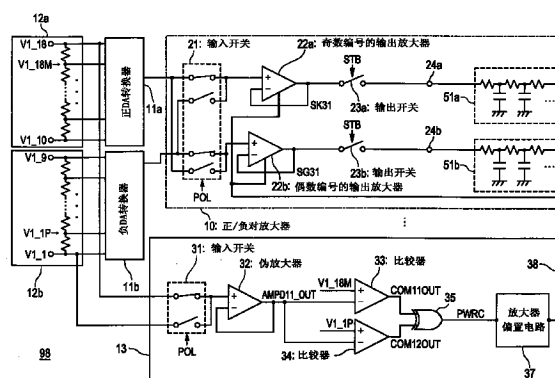
权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 9 页

(54) 发明名称

用于液晶显示装置的源极驱动器和使用其的液晶显示装置

(57) 摘要

公开了一种用于液晶显示装置的源极驱动器和使用其的液晶显示装置。在用于液晶显示装置的源极驱动器中,在抑制功耗的的同时增加了压摆率。用于液晶显示装置的源极驱动器包括:多个输出放大器,其响应于输入信号驱动多条数据线;以及,具有与该输出放大器的电气特性一致的伪放大器的偏置控制电路。偏置控制电路基于当伪放大器接收到被输入到输出放大器的 γ 电阻器电路的电压时的伪放大器的输出转变时间段,控制输出放大器的高偏置时间段。



1. 一种用于液晶显示装置的源极驱动器,包括:

多个输出放大器,所述多个输出放大器响应于输入信号驱动多条数据线;以及
偏置控制电路,所述偏置控制电路具有与所述输出放大器的电气特性一致的伪放大器,

其中,基于当所述伪放大器接收到被输入到所述输出放大器的 γ 电阻器电路的电压时来自所述伪放大器的输出的转变时间段,所述偏置控制电路控制所述输出放大器被设置为高偏置的时间段。

2. 根据权利要求1所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,其中,所述伪放大器的布局与所述输出放大器基本上相同。

3. 根据权利要求1所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,其中,所述转变时间段是用于主要确定上升和下降波形的倾斜的时间段。

4. 根据权利要求1所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,

其中,所述偏置控制电路包括:

作为所述伪放大器的第一伪放大器,所述第一伪放大器以与所述输出放大器相同的选通信号周期切换地接收输入到所述输出放大器的所述 γ 电阻器电路的最高电压和最低电压;

具有反转输入和非反转输入的第一比较器,所述第一比较器的反转输入接收所述第一伪放大器的输出,并且所述第一比较器的非反转输入接收比所述 γ 电阻器电路的最高电压小给定电压的电压;

具有反转输入和非反转输入的第二比较器,所述第二比较器的反转输入接收所述第一伪放大器的输出,并且所述第二比较器的非反转输入接收比所述 γ 电阻器电路的最低电压大给定电压的电压;

逻辑运算电路,所述逻辑运算电路接收所述第一比较器和所述第二比较器的输出;以及

放大器偏置电路,所述放大器偏置电路接收所述逻辑运算电路的输出,

其中,根据所述放大器偏置电路的输出将所述输出放大器设置为高偏置的时间段受到控制。

5. 根据权利要求4所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,

其中,当输出超过电压 $(V_{\max}-V_{\text{comoff}})$ 的灰度电压时,和/或者当输出略低于电压 $(V_{\min}+V_{\text{comoff}})$ 的灰度电压时,进行控制用于设置所述高偏置的时间段,其中电压 $(V_{\max}-V_{\text{comoff}})$ 比所述 γ 电阻器电路的最高电压 $V_{\max}$ 略低了电压 V_{comoff} ,电压 V_{comoff} 充分地超过第一比较器和第二比较器的输入失调电压,并且电压 $(V_{\min}+V_{\text{comoff}})$ 比所述 γ 电阻器电路的最低电压 $V_{\min}$ 略高了电压 V_{comoff} 。

6. 根据权利要求4所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,

其中,所述第一比较器输出从所述第一伪放大器输出的所述 γ 电阻器电路中的正 γ 电阻器电路的最高电压和略低于所述正 γ 电阻器电路的最高电压的电压的第一比较结果,

其中,所述第二比较器输出从所述第一伪放大器输出的所述 γ 电阻器电路中的负 γ 电阻器电路的最低电压和略高于所述负 γ 电阻器电路的最低电压的电压的第二比较结

果,

其中,所述逻辑运算电路基于所述第一比较结果和所述第二比较结果输出逻辑运算的结果,以及

其中,所述放大器偏置电路基于所述逻辑运算的结果控制用于设置所述高偏置的时间段。

7. 根据权利要求 4 所述的用于液晶显示装置的源极驱动器,

其中,所述偏置控制电路进一步包括:

作为所述伪放大器的第二伪放大器,所述第二伪放大器以与所述输出放大器相同的选通信号周期切换地接收输入到所述输出放大器的所述 γ 电阻器电路的最高电压和最低电压;

具有反转输入和非反转输入的第三比较器,所述第三比较器的反转输入接收所述第二伪放大器的输出,并且所述第三比较器的非反转输入接收比所述 γ 电阻器电路的最高电压小给定电压的电压;

具有反转输入和非反转输入的第四比较器,所述第四比较器的反转输入接收所述第二伪放大器的输出,并且所述第四比较器的非反转输入接收比所述 γ 电阻器电路的最低电压大给定电压的电压;

其中,所述逻辑运算电路接收所述第一比较器、所述第二比较器、所述第三比较器和所述第四比较器的输出。

8. 根据权利要求 7 所述的用于液晶显示器的源极驱动器,

其中,所述第一比较器输出从所述第一伪放大器输出的所述 γ 电阻器电路中的正 γ 电阻器电路的最高电压和略低于所述正 γ 电阻器电路的最高电压的电压的第一比较结果,

其中,所述第二比较器输出从所述第一伪放大器输出的所述正 γ 电阻器电路的最低电压和略高于所述正 γ 电阻器电路的最低电压的电压的第二比较结果,

其中,所述第三比较器输出从所述第二伪放大器输出的所述 γ 电阻器电路中的负 γ 电阻器电路的最高电压和略低于所述负 γ 电阻器电路的最高电压的电压的第三比较结果,

其中,所述第四比较器输出从所述第二伪放大器输出的所述负 γ 电阻器电路的最低电压和略高于所述负 γ 电阻器电路的最低电压的电压的第四比较结果,

其中所述逻辑运算电路基于所述第一比较结果、所述第二比较结果、所述第三比较结果和所述第四比较结果输出逻辑运算的结果,以及

其中,所述放大器偏置电路基于所述逻辑运算的结果控制用于设置所述高偏置的时间段。

9. 一种液晶显示装置,包括:

用于根据权利要求 1 所述的用于液晶显示装置的源极驱动器;

由用于所述液晶显示装置的所述源极驱动器驱动的多条数据线;以及

耦合到所述数据线的多个像素。

用于液晶显示装置的源极驱动器和使用其的液晶显示装置

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 通过引用在此整体地并入 2010 年 7 月 21 日提交的日本专利申请 No. 2010-163938 的包括说明书、附图和摘要的公开。

技术领域

[0003] 本发明涉及液晶显示器的源极驱动器和使用其的液晶显示器。

背景技术

[0004] 近年来,用于电视或个人计算机显示器的大屏幕和高分辨率的液晶显示器已经得到了发展。随着这样的发展,液晶显示装置的源极驱动器需要用于在抑制功耗的同时以较高速度驱动较大负载的性能。另外,在源极驱动器上安装了大量的差分放大器电路。为此,在没有增加芯片面积并且没有增加功耗的同时,需要较高的压摆率。而且,需要注意各放大器电路的驱动性能的偏差的增加。

[0005] 日本未审查专利申请公开 No. 2001-156559(对应的美国专利 US6392485(B1)) 公开了一种高压摆率差分放大器电路。图 1 是示出日本未审查专利申请公开 No. 2001-156559 中公开的差分放大器电路的构造的电路图。该差分放大器电路涉及轨对轨差分放大器电路,其包括 p-MOS 差分输入部件 101、p-MOS 子电流源 106、n-MOS 差分输入部件 102、n-MOS 子电流源 107、电流镜电路 103、电流镜电路 104 和推挽输出级 105。p-MOS 差分输入部件 101 包括晶体管 M1、M2 和 M3。p-MOS 子电流源 106 包括晶体管 M17 和 M18。n-MOS 差分输入部件 102 包括晶体管 M4、M5 和 M6。n-MOS 子电流源 107 包括晶体管 M19 和 M20。电流镜电路 103 包括晶体管 M7、M8、M9、M10。电流镜电路 104 包括晶体管 M11、M12、M13 和 M14。推挽输出级 105 包括晶体管 M15 和 M16。Vdd 是正电源电压,并且 Vss 是负电源电压。

[0006] 非反转输入 $V_{in}(+)$ 耦合到晶体管 M3 和 M5 的栅极,并且反转输入 $V_{in}(-)$ 耦合到晶体管 M2 和 M4 的栅极。从晶体管 M2 和 M3 的 p-MOS 差分输入部件 101 的输出被输入到电流镜电路 104,并且从晶体管 M4 和 M5 的 n-MOS 差分输入部件 102 的输出被输入到电流镜电路 103。电流镜电路 103 和电流镜电路 104 通过电阻器 R1 和 R2 彼此耦合。推挽输出级 105 中的晶体管 M15 的栅极耦合到晶体管 M10 和电阻器 R2 的一端之间的连接点,并且,推挽输出级 105 中的晶体管 M16 的栅极耦合到晶体管 M12 和电阻器 R2 的另一端之间的连接点。而且,电阻器 R1 和 R2 能够均由 MOS 晶体管形成。通过将电流源电路与 p-MOS 差分输入部件 101 的恒流源晶体管 M1 并联来构造 p-MOS 子电流源 106。在电流源电路中,恒流源晶体管 M17 与晶体管 M18 串联,p-MOS 输出晶体管 M15 的栅极电压被输入到晶体管 M18 的栅极。通过将电流源电路与 n-MOS 差分输入部件 102 的恒流源晶体管 M6 并联来构造 n-MOS 子电流源 107。在电流源电路中,恒流源晶体管 M20 与晶体管 M19 串联,n-MOS 输出晶体管 M16 的栅极电压被输入到晶体管 M19 的栅极。C1 和 C2 是相位补偿电容器,并且, Vb1 至 Vb4 是被设置为适当地操作各晶体管的偏置电压。在该示例中,外部负载 CL 耦合在推挽输出级 105 的输出和负电源电压 Vss 之间。

[0007] 在差分放大器电路（液晶显示装置的源极驱动器）中，反转输入电压（ V_{in-} ）和放大器输出端子 V_{out} 短路，并且被用作一倍放大器。在差分放大器电路的操作中，当放大器输出端子 V_{out} 从低电压向高电压转变时，节点 PG41 上的电压随时间降低，以导通晶体管 M18。而且，输入差分级（p-MOS 差分输入部件 101 和 p-MOS 子电流源 106）的恒流（恒流源 M1、M17）随时间增加以提供较高的压摆率。当放大器输出端子 V_{out} 从高电压向低电压转变时，节点 NG41 上的电压随时间增加以导通晶体管 M19，并且，输入差分级（n-MOS 差分输入部件 102 和 n-MOS 子电流源 107）的恒流（恒流源 M6、M20）随时间增加以提供较高的压摆率。

[0008] 作为现有技术，日本未审查专利申请公开 No. 2004-78216（对应的美国专利 No. US7317440 (B2)）公开了一种用于以低电力驱动液晶显示装置的电路及其方法。用于驱动液晶显示装置的驱动器电路包括先前数据锁存器、偏置控制电压产生器和驱动器放大器。先前数据锁存器接收显示数据的一部分或全部，以将数据输出为先前数据。偏置控制电压产生器将显示数据的当前数据与先前数据进行比较以产生控制信号。驱动器放大器接收输入电压以产生输出电压，并且响应于控制信号来调整压摆率。

[0009] 而且，作为现有技术，日本未审查专利申请公报 No. 2004-32603（对应的美国专利 No. US6897726 (B2)）公开了差分电路、放大器电路和使用放大器电路的显示装置。该差分电路包括第一差分对、第二差分对、第一负载电路、第二负载电路、通信单元、第一输出、第二输出和切换单元。第一差分对是由第一恒流源驱动的第一导电型，并且从差分输入对接收第一和第二输入电压。第二差分对是由第二恒流源驱动的第二导电型，并且从差分输入对接收第一和第二输入电压。第一负载电路由第二导电晶体管构成，该第二导电晶体管耦合到第一电源，并且形成第一差分对的正负载。第二负载电路由第一导电晶体管构成，该第一导电晶体管耦合到第二电源，并且形成第二差分对的正负载。通信单元能够在第一负载电路和第二负载电路之间进行通信，并且允许电流从第一和第二负载电路中的至少一个向另一个流动。第一输出是来自第一负载电路的输出。第二输出是来自第二负载电路的输出。切换单元在第一连接状态和第二连接状态之间进行切换，其中在第一连接状态中，第一输出是激活的，并且第二输出是未激活的，并且，在第二连接状态中，第二输出是激活的，并且第一输出是未激活的。

发明内容

[0010] 首先，从本发明人的研究变得显而易见的是，在日本未审查专利申请公开 No. 2001-156559 中公开的差分放大器电路受到下面的问题的困扰。图 2A 至 2D 是示出日本未审查专利申请公开 No. 2001-156559 中公开的差分放大器电路的操作的时序图。图 2A 示出选通信号 STB，其进行控制使得放大器输出在低电平耦合到输出端子，并且输出端子在高电平变为高阻抗。图 2B 示出节点 PG41 上的电压，图 2C 示出节点 NG41 上的电压，并且图 2D 示出放大器输出端子 V_{out} 上的电压。在选通信号 STB(a) 的输入时刻，放大器输出端子 V_{out} 上的电压 (d) 的速度增加，并且变化。

[0011] 当放大器输出端子 V_{out} 上的电压 (d) 从低电压向高电压转变时，节点 PG41 上的电压降低 ($-\Delta V$) 以增加放大器输出端子 V_{out} 上的电压 (d) 的转变速度。然而，在电路的运行中，节点 PG41 的降低时间非常长 (t_{bpl} = 大约 10 微秒)。即，输入差分级（p-MOS 差分

输入部件 101 和 p-MOS 子电流源 106) 的恒流值长时间增加。为此,可想到的是,放大器输出端子 Vout 上的电压 (d) 中出现振铃波形 Q1,并且,输入差分级引走中间级 (电流镜电路 103、104 和电阻器 R1 和 R2) 的所有电流,从而进入作为异常操作的振荡操作中。

[0012] 类似地,当放大器输出端子 Vout 上的电压 (d) 从高电压向低电压转变时,出现如上所述的相同状况。即,在该情况下,节点 NG41 上的电压增加 ($+\Delta V$) 以增加放大器输出端子 Vout 上的电压 (d) 的转变速度。然而,在该电路的运行中,节点 NG41 的上升时间非常长 ($t_{bn1} = 10$ 微秒)。即,输入差分级 (n-MOS 差分输入部件 102 和 n-MOS 子电流源 107) 的恒流值在长时间内增加。为此,可以想到的是,在放大器输出端子 Vout 上的电压 (d) 中出现振铃波形 Q2,并且,输入差分级引走中间级 (电流镜电路 103、104 和电阻器 R1 和 R2) 中的所有电流,从而进入作为异常操作的振荡操作中。

[0013] 此外,在放大器输出端子 Vout 上的电压的转变操作后,差分放大器电路返回固定操作。为此,电压保持不变使得晶体管 M18 上的栅极电压基本上等于 $V_{dd}-V_{TP}$,并且晶体管 M19 上的栅极电压基本上等于 $V_{dd}-V_{TN}$ 。因此,很难设计晶体管 M18 和晶体管 M19 的大小 (W/L),因为晶体管 M18 和晶体管 M19 必须在该状态中截止。在该示例中, V_{TP} 和 V_{TN} 分别是晶体管 M18 和 M19 的阈值电压。

[0014] 以下,将利用用于本发明的实施例的附图标记和符号来描述用于解决问题的手段。这些附图标记和符号被加上括号,以用于使得权利要求的限定和本发明的实施例之间的对应关系更加清楚。这些附图标记和符号并不用于解释在权利要求中限定的本发明的技术领域。

[0015] 根据本发明的一个方面,提供了一种用于液晶显示装置的源极驱动器 (98),包括:多个输出放大器 (22a, 22b),其响应于输入信号驱动多条数据线 (92);偏置控制电路 (13),其具有与输出放大器 (22a, 22b) 的电气特性一致的伪放大器 (32/32a, 32b)。基于当伪放大器 (32/32a, 32b) 接收到输入到输出放大器 (22a, 22b) 的 γ 电阻器电路的电压 ($V1/V3$) 时从伪放大器 (32/32a, 32b) 的输出 (AMPD11_OUT/AMPD31_OUT, AMPD32_OUT) 的转变时间段 ($t1$ 至 $t4$, $t5$ 至 $t8$),偏置控制电路 (13) 控制输出放大器 (22a, 22b) 被设置为高偏置的时间段 ($t2$ 至 $t3$, $t6$ 至 $t7$)。

[0016] 根据本发明的该方面的源极驱动器 (98) 在输出放大器 (22a, 22b) 的操作中,对应于伪放大器 (32/32a, 32b) 的输出 (AMPD11_OUT/AMPD31_OUT, AMPD32_OUT) 的转变时间段 ($t1$ 至 $t4$, $t5$ 至 $t8$),控制输出放大器 (22a, 22b) 被设置为高偏置的时间段 ($t2$ 至 $t3$, $t6$ 至 $t7$)。在该情况下,伪放大器 (32/32a, 32b) 与输出放大器 (22a, 22b) 的电气特性一致。为此,输出放大器 (22a, 22b) 中的偏置电流增加以仅在跟随输出放大器 (22a, 22b) 的输出转变的时间段 ($t2$ 至 $t3$, $t6$ 至 $t7$) 期间提供较高的压摆率。即,能够实现基本上需要的和足够的高偏置控制。而且,因为限制了偏置电流增加的时间段 ($t2$ 至 $t3$, $t6$ 至 $t7$),所以能够抑制由较高压摆率引起的动态功耗的增加。

[0017] 根据本发明的另一个方面,提供了一种使用该源极驱动器的液晶显示装置 (90),通过用于液晶显示装置的源极驱动器 (98) 驱动多条数据线 (92),并且多个像素 (99) 耦合到数据线 (92)。类似地,在该情况下,因为使用了源极驱动器 (98),所以能够在抑制动态功耗的的同时提供较高的压摆率。

[0018] 根据本发明,在用于液晶显示装置的源极驱动器中,能够通过设计电路常数的设计

上容易的电路来实现稳定地操作的较高压摆率放大器。

附图说明

[0019] 图 1 是示出在日本未审查专利申请公开 2001-156559 中公开的差分放大器电路的构造的电路图；

[0020] 图 2A 至 2D 是示出在日本未审查专利申请公开 2001-156559 中公开的差分放大器电路的操作的时序图；

[0021] 图 3 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置的构造的框图；

[0022] 图 4A 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的框图；

[0023] 图 4B 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的示意图；

[0024] 图 5 是示出根据本发明的第一实施例的输出放大器的构造的示例的电路图；

[0025] 图 6A 至 6F 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的操作的示例的时序图；

[0026] 图 7 是示出具有负载的输出放大器的转变特性的初始波形和没有负载的伪放大器的转变特性的初始波形的图形；以及

[0027] 图 8 是示出根据本发明的第二实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的框图。

具体实施方式

[0028] 以下，将参考附图来说明根据本发明的实施例的液晶显示装置的源极驱动器和使用该源极驱动器的液晶显示装置。

[0029] 第一实施例

[0030] 将说明根据本发明的实施例的液晶显示装置的源极驱动器和使用该源极驱动器的液晶显示装置。图 3 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置的构造的框图。液晶显示装置 90 包括控制器 95、液晶面板 96、栅极驱动器 97 和源极驱动器 98。

[0031] 分别地，控制器 95 向栅极驱动器 97 输出时钟信号 (CLK)、控制信号和电源电压，并且向源极驱动器 98 输出时钟信号 (CLK)、控制信号、视频数据和电源电压。栅极驱动器 97 在施加电源电压时与时钟信号同步地操作。栅极驱动器 97 基于控制信号和视频数据驱动液晶面板 96 中的多条栅极线 91。栅极驱动器 97 可以与控制器 95 成为一体。在该情况下，能够减小电路面积。源极驱动器 98 在施加电源电压时与时钟信号同步地操作。源极驱动器 98 基于控制信号和视频数据驱动液晶面板 96 中的多条数据线 92。源极驱动器 98 可以与控制器 95 成为一体。在该情况下，能够减小电路面积。

[0032] 液晶面板 96 包括栅极线 91、数据线 92 和多个像素 99。栅极线 91 在第一方向上彼此平行地延伸。数据线 92 在垂直于第一方向的第二方向上彼此平行地延伸。像素 99 被以矩阵布置在栅极线 91 和数据线 92 的交叉点附近。每个像素 99 包括晶体管 93 和具有液晶的像素电容器 94。晶体管 93 的栅极耦合到每条栅极线 91，其源极和漏极中的一个耦合到每条数据线 92，并且另一个耦合到像素电容器 94 的一个端子。对向基板电压 VCOM 被施

加到像素电容器 94 的另一 COM 端子。通过源极驱动器 98 驱动每条数据线 92 来控制像素电容器 94 的灰度电压。通过栅极驱动器 97 驱动每条栅极线 91 来控制晶体管 93 的导通 / 截止操作。在液晶面板 96 中,通过栅极驱动器 97 和源极驱动器 98 来驱动栅极线 91 和数据线 92,以在像素 99 上显示与视频数据对应的图像。作为液晶显示装置 90,除了源极驱动器 98 之外,可以应用通常的构造。

[0033] 随后,将描述源极驱动器 98。图 4A 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的框图。源极驱动器 98 是源极驱动器 IC(集成电路),并且包括正 γ 电阻器电路 12a、负 γ 电阻器电路 12b、正 DA 转换器 11a、负 DA 转换器 11b、正 / 负对放大器 10 和偏置控制电路 13。图 4A 示出点反转操作的情况下的一个正 / 负对放大器 10 与相关电路,该正 / 负对放大器 10 具有每一个用于奇数编号的数据线 92 的奇数编号的输出放大器 22a 和每一个用于偶数编号的数据线 92 的偶数编号的输出放大器 22b。

[0034] 正 γ 电阻器电路 12a 被施加有来自正极性 γ 校正电路(未示出)的至少两个伽马电压(例示:V1_10, V1_18),并且正 γ 电阻器电路 12a 通过分压产生多个正参考电压 V1_10 至 V1_18。负 γ 电阻器电路 12b 被施加有来自负极性 γ 校正电路(未示出)的至少两个伽马电压(例示:V1_1, V1_9),并且负 γ 电阻器电路 12b 通过分压产生多个负参考电压 V1_1 至 V1_9。正 DA 转换器 11a 基于从正 γ 电阻器电路 12a 施加的正参考电压来选择与输入视频数据对应的正参考电压,并且向正 / 负对放大器 10 输出选择的正参考电压。负 DA 转换器 11b 基于从负 γ 电阻器电路 12b 施加的负参考电压来选择与输入视频数据对应的负参考电压,并且向正 / 负对放大器 10 输出选择的负参考电压。

[0035] 正 / 负对放大器 10 包括输入开关 21、输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a、偶数编号的输出放大器 22b)、输出开关 23a、23b 和输出端子 24a、24b。输入开关 21 根据极性反转控制信号 POL 选择性地分别向奇数编号的输出放大器 22a 的非反转输入端子(+) 输出选择的正参考电压和负参考电压中的一个,并且向偶数编号的输出放大器 22b 的非反转输入端子(+) 输出另一个参考电压。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的输出端子 SK31 和 SG31 分别耦合到其反转输入端子(-)。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 分别运算地放大施加到其的正参考电压和负参考电压。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 然后将这些结果作为输出 SKOUT11 和 SGOUT11 从输出端子 24a 和 24b 通过输出开关 23a 和 23b 输出到显示面板负载 51a 和 51b(与液晶面板 96 对应)。根据选通信号 STB(进行控制使得放大器输出在低电平耦合到输出端子,并且输出端子在高电平变为高阻抗)来控制输出开关 23a 和 23b。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 具有由偏置控制电路 13 控制的偏置电压。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的电气特性和结构(布局)彼此基本上相同。

[0036] 偏置控制电路 13 基于来自正 γ 电阻器电路 12a 和负 γ 电阻器电路 12b 的参考电压和来自控制器 95 的极性反转控制信号 POL 控制要施加到奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的多个偏置电压。偏置控制电路 13 包括输入开关 31、伪放大器 32、比较器 33、34、EXOR 电路 35 和放大器偏置电路 37。

[0037] 输入开关 31 被施加有正 γ 电阻器电路 12a 的参考电压中的最高电压 V1_18 和负 γ 电阻器电路 12b 的参考电压中的最低电压 V1_1。输入开关 31 以极性反转控制信号 POL

的周期切换地向伪放大器 32 的非反转输入端子 (+) 交替输出最高电压 V1_18 和最低电压 V1_1。

[0038] 伪放大器 32 被以极性反转控制信号 POL 的周期交替地施加有最高电压 V1_18 和最低电压 V1_1。伪放大器 32 运算地放大施加的电压, 并且向比较器 33 和 34 的反转输入端子 (-) 输出获得的输出 AMPD11_OUT。伪放大器 32 具有耦接到其反转输入端子 (-) 的输出端子。因为将在后面描述的原因, 伪放大器 32 具有与输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a、偶数编号的输出放大器 22b) 的电气特性一致的电气特性。该一致的电气特性表示将在后面描述的输出转变的状态 (时间段和波形) 彼此基本上相同。为了提供一致的电气特性, 优选的是, 伪放大器 32 具有与输出放大器 22 基本相同的结构 (布局)。另外, 更优选的是, 伪放大器 32 被布置在输出放大器 22 附近。表述“基本上相同”表示例如在制造误差的范围内相同。

[0039] 比较器 33 的反转输入端子 (-) 被施加有伪放大器 32 的输出, 并且其非反转输入端子 (+) 被施加有比最高电压 V1_18 略低的电压 V1_18M。比较器 33 然后向 EXOR 电路 35 的一个输入输出输出 COM11OUT 作为比较结果。另一方面, 比较器 34 的反转输入端子 (-) 被施加有伪放大器 32 的输出, 并且其非反转输入端子 (+) 被施加有比最低电压 V1_1 略高的电压 V1_1P。比较器 34 然后向 EXOR 电路 35 的另一个输入输出输出 COM12OUT 作为比较结果。

[0040] EXOR 电路 35 具有两个输入, 并且被施加有比较器 33 和 34 的输出 COM11OUT 和 COM12OUT。EXOR 电路 35 执行输出 COM11OUT 和 COM12OUT 的异或, 并且向放大器偏置电路 37 输出获得的输出 PWRC。

[0041] 当伪放大器 32 的输出 AMPD11_OUT 处于电压 V1_18M 和 V1_1P 之间时, 即, 当输出是 COM11OUT 是高电平, 输出 COM12OUT 是低电平, 并且因此, 输出 PWRC 是高电平时, 放大器偏置电路 37 将奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的偏置控制为高。另一方面, 伪放大器 32 的输出 AMPD11_OUT 大于电压 V1_18M 或小于 V1_1P, 即, 当输出 COM11OUT 是低电平并且输出 COM12OUT 是低电平或输出 COM11OUT 是高电平并且输出 COM12OUT 是高电平, 并且因此输出 PWRC 是低电平时, 放大器偏置电路 37 将奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的偏置控制为低。该操作是点反转。

[0042] 优选的是, 使用布置在输出放大器阵列的两端的伪放大器作为伪放大器 32, 以用于防止由源极驱动器部件的输出放大器阵列引起的偏差扩大的目的。伪放大器的电路构造和布局构造与输出放大器 22 整体相同。即, 伪放大器具有与输出放大器 22 相同的电气特性。此外, 伪放大器被布置在输出放大器 22 的附近。另外, 伪放大器有效地用于抑制电路面积的增加。将详细描述这样的伪放大器。

[0043] 图 4B 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的示意图。通常的源极驱动器 98 被布置为排列几百个正 / 负对放大器 10 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b)。例如, 在 960 个输出 (480 个奇数编号的输出放大器 22a 和 480 个偶数编号的输出放大器 22b) 的源极驱动器的情况下, 布置 240 个输出 (120 个奇数编号的输出放大器 22a 和 120 个偶数编号的输出放大器 22b) × 4 个块。在该情况下, 可以想到的是, 例如, 电路 60 (例示: 控制电路) 被布置在第 240 个输出 (属于第一块 61-1 的正 / 负对放大器 10) 和第 241 个输出 (属于第二块 61-2 的正 / 负对放大器

10) 之间,即在块之间。在该示例中,在每一个块 61 内,相邻的元件是输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b),并且布局基本上彼此相同。为此,从制造的视点保持了均一性,并且,能够保持元件之间的性能的低偏差。然而,差分电路 60 与块 61 之间的输出放大器 22 相邻,并且相邻的布局不同。为此,从制造视点,没有保持保持均一性,这可能引起元件之间的性能的偏差的增加。因此,优选的是,具有与输出放大器 22 基本上相同的布局的伪放大器被布置在块 61 之间,即在输出放大器 22 之间。利用该布置,能够保持输出放大器 22 之间的性能的低偏差,特别是在块端部处的低偏差。

[0044] 在该实施例中,优选的是,布置在块 51 之间的伪放大器操作作为是偏置控制电路 13 的元件的伪放大器 32。在该情况下,输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 的布局(和电气特性)与伪放大器 32 基本上相同。因此,假定伪放大器 32 上的电压的上升和下降时间段与输出放大器 22 上的电压的上升和下降时间段基本上相同,确定用于控制输出放大器 22 的压摆率的“时间段”(输出放大器 22 的偏置电流增加的时间段)。而且,在伪放大器 22 被设置在输出放大器 22 的附近的情况下,假定伪放大器 32 的制造变化反映了输出放大器 22 的制造变化,则能够建立跟随输出放大器 22 的制造变化的“时间段”。

[0045] 利用上面的电路构造,仅在伪放大器 32 的输出 AMPD11_OUT 处于电压 V1_18M 和电压 V1_1P 之间的时间段中,即处于输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 的输出转变的时间中,输出放大器 22 的偏置电流能够增加。在该情况下,伪放大器 32 能够用于跟随输出放大器 22 的压摆率的制造变化或由于偏置调整而导致的压摆率的变化控制压摆率,即,在没有受到制造变化的影响的情况下,建立仅在输出放大器 22 的输出转变的时间段期间精确地增加偏置电流的时间。

[0046] 随后,将描述输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 的构造。图 5 是示出根据本发明的第一实施例的输出放大器的构造的示例的电路图。在图 5 中例示的输出放大器是轨对轨差分放大器,其包括输入差分级 41、中间级 42 和输出级 43。

[0047] 输入差分级 41 包括输入差分级 41A 和 41B。输入差分级 41A 包括恒流源 ICS41 和 Nch 差分对 (T1, T2)。恒流源 ICS41 的第一端子耦合到地。Nch 差分对 (T1, T2) 的输出对耦合到中间级 42 的电流镜电路 42A。Nch 差分对 (T1, T2) 具有正输入端子 INP41 = 耦合到晶体管 T2 的栅极的非反转输入端子 (+); 以及,负输入端子 INN41 = 耦合到晶体管 T1 的栅极的反转输入端子 (-)。恒流源 ICS41 被施加有用于恒流源 ICS41 的偏置电压 Vb1, 并且电流的量受到控制。

[0048] 输入差分级 41B 包括恒流源 ICS42 和 Pch 差分对 (T3, T4)。恒流源 ICS42 的第一端子耦合到电源电压 VDD2。Pch 差分对 (T3, T4) 具有耦合到恒流源 ICS42 的第二端子的公共源极。Pch 差分对 (T3, T4) 的输出对耦合到中间级 42 的电流镜电路 42B。Pch 差分对 (T3, T4) 具有正输入端子 INP41 = 耦合到晶体管 T4 的栅极的非反转输入端子 (+); 以及负输入端 INN41 = 耦合到晶体管 T3 的栅极的反转输入端子 (-)。恒流源 ICS42 被施加有用于恒流源 ICS42 的偏置电压 Vb2, 并且电流的量受到控制。

[0049] 中间级 42 包括电流镜电路 42A、电流镜电路 42B、恒流源 ICS43 和浮动电流源 ICS44。恒流源 ICS43 被施加有来自放大器偏置电路 37 的用于恒流源 ICS43 的偏置电压 Vb3

和 Vb4, 并且电流的量受到控制。浮动电流源 ICS44 被施加有来自放大器偏置电路 37 的用于浮动电流源 ICS44 的偏置电压 Vb5 和 Vb6, 并且电流的量受到控制。

[0050] 电流镜电路 42A 包括晶体管 T5、T6、T7 和 T8。晶体管 T5 和 T6 (两个晶体管是 Pch) 具有彼此耦合的栅极、耦合到电源电压 VDD2 的源极和耦合到相应的晶体管 T7 和 T8 的源极的漏极。晶体管 T7 和 T8 (两个晶体管都是 Pch) 具有彼此耦合的栅极和耦合到相应的恒流源 ICS43 和浮动电流源 ICS44 的一端的漏极。晶体管 T5 和 T6 进一步具有耦合到晶体管 T7 的漏极的栅极和耦合到 Nch 差分对 (T1, T2) 的输出对的漏极。在电流镜电路 42A 中, 用于电流镜电路 42A 的偏置电压 VBIASP 被从放大器偏置电路 37 施加到晶体管 T7 和 T8 的栅极, 并且电流的量受到控制。

[0051] 电流镜电路 42B 包括晶体管 T9、T10、T11 和 T12。晶体管 T11 和 T12 (两个晶体管都是 Nch) 具有彼此耦合的栅极、耦合到地的源极和耦合到相应的晶体管 T9 和 T10 的源极的漏极。晶体管 T9 和 T10 (两个晶体管都是 Nch) 具有彼此耦合的栅极和耦合到相应的恒流源 ICS43 和浮动电流源 ICS44 的另一端的漏极。晶体管 T11 和 T12 进一步具有耦合到晶体管 T9 的漏极的栅极和耦合到 Pch 差分对 (T3, T4) 的输出对的漏极。在电流镜电路 42B 中, 用于电流镜电路 42B 的偏置电压 VBIASN 被从放大器偏置电路 37 施加到晶体管 T9 和 T10 的栅极, 并且电流的量受到控制。

[0052] 输出级 43 是包括晶体管 T13 (Pch) 和 T14 (Nch) 的推挽输出级。晶体管 T13 具有: 栅极, 其耦合到电流镜电路 42A 的输出端子 (T8 的漏极侧) 和浮动电流源 ICS44 的一端之间的连接点; 耦合到电源电压 VDD2 的源极; 以及漏极, 其耦合到放大器输出端子 OUT41。晶体管 T13 具有充电操作。晶体管 T14 具有: 栅极, 其耦合到电流镜电路 42B 的输出端子 (T10 的漏极侧) 和浮动电流源 ICS44 的另一端之间的连接点; 耦合到地的源极; 以及漏极, 其耦合到放大器输出端子 OUT41。晶体管 T14 具有放电操作。相位补偿电容器 C41 的一端耦合到晶体管 T6 的漏极, 并且另一端耦合到放大器输出端子 OUT41。相位补偿电容器 C42 的一端耦合到晶体管 T12 的漏极, 并且另一端耦合到放大器输出端子 OUT41。放大器输出端子 OUT41 通过输出开关等 (未示出) 耦合到显示面板负载 51 (与液晶面板 96 对应)。

[0053] 当放大器正输入端子 INP41 (非反转输入 (+)) 从低电压变到高电压时, 大多数电流在输入差分级 41B 中的晶体管 T3 中流动, 并且在晶体管 T11 中流动的电流增加。为此, 在晶体管 T10 和 T12 中流动的电流由于电流镜电路 42B 导致增加, 并且晶体管 T14 上的栅极电压减小。在晶体管 T14 中流动的电流减小, 并且, 显示面板负载 51 的灌电流减小。另一方面, 大多数电流在输入差分级 41A 中的晶体管 T2 中流动, 并且, 在晶体管 T8 中流动的电流减少。为此, 晶体管 T13 上的栅极电压减少, 在晶体管 T13 中流动的电流增加, 以允许充电显示面板负载 51。结果, 显示面板负载 51 被充电, 并且, 放大器输出端子 OUT41 上的输出电压增加。

[0054] 在该情况下, 放大器偏置电路 37 控制 Vb1 至 Vb6、VBIASP 和 VBIASN, 使得与正常情况相比, 恒流源 ICS41、ICS42、ICS43、浮动电流源 ICS44 和电流镜电路 42A 和 42B 中的电流增加 (例示: 相对于正常操作中的 100% 来说为 200%)。例如, 放大器偏置电路 37 在正常操作中输出 Vb1₀、Vb2₀、Vb3₀、Vb4₀、Vb5₀、Vb6₀、VBIASP₀ 和 VBIASN₀, 并且当电压改变时输出 Vb1₁、Vb2₁、Vb3₁、Vb4₁、Vb5₁、Vb6₁、VBIASP₁ 和 VBIASN₁。

[0055] 结果, 由于电流镜电路 42B 导致在晶体管 T3 中流动的电流增加得更多, 在晶体管

T11 中流动的电流增加得更多,并且在晶体管 T10 和 T12 中流动的电流也增加得更多。晶体管 T13 和 T14 上的栅极电压更快地减小,并且,在晶体管 T13 中流动的电流增加得更多。显示面板负载 51 快速地充电,并且,放大器输出端子 UT41 上的输出电压更快地增加。因此,可以提高压摆率。

[0056] 而且,当放大器正输入端子 INP41(非反转输入(+))从高电压改变到低电压时,大多数电流在输入差分级 41B 中的晶体管 T4 中流动,并且在晶体管 T10 中流动的电流减小。为此,晶体管 T14 上的栅极电压增加,在晶体管 T14 中流动的电流增加,并且,显示面板负载 51 的灌电流增加。另一方面,大多数电流在输入差分级 41A 中的晶体管 T1 中流动,并且,在晶体管 T5 和 T7 中流动的电流增加。为此,在晶体管 T6 和 T8 中流动的电流也由于电流镜电路 42A 而增加,晶体管 T15 上的栅极电压增加,在晶体管 T15 中流动的电流减小,并且,显示面板负载 51 的充电速率减小。结果,显示面板负载 51 被充电,并且,输出电压 V_{out} 减小。

[0057] 在该情况下,放大器偏置电路 37 控制 V_{b1} 至 V_{b6} 、 V_{BIASP} 和 V_{BIASN} ,使得与正常情况相比,恒流源 ICS41、ICS42、ICS43、浮动电流源 ICS44 和电流镜电路 42A 和 42B 中的电流增加(例示:相对于正常操作中的 100% 来说为 200%)。例如,放大器偏置电路 37 在正常操作中输出 V_{b1_0} 、 V_{b2_0} 、 V_{b3_0} 、 V_{b4_0} 、 V_{b5_0} 、 V_{b6_0} 、 V_{BIASP_0} 和 V_{BIASN_0} ,并且当电压改变时输出 V_{b1_1} 、 V_{b2_1} 、 V_{b3_1} 、 V_{b4_1} 、 V_{b5_1} 、 V_{b6_1} 、 V_{BIASP_1} 和 V_{BIASN_1} 。

[0058] 结果,由于电流镜电路 42A 使得在晶体管 T1 中流动的电流更多地增加,在晶体管 T5 中流动的电流更多地增加,并且在晶体管 T6 和 T8 中流动的电流也更多地增加。晶体管 T13 和 T14 上的栅极电压更快地增加,并且,在晶体管 T14 中流动的电流更多地增加。显示面板负载 51 快速地充电,并且,放大器输出端子 UT41 上的输出电压更快地减小。因此,能够提高压摆率。

[0059] 如上所述,偏置控制电路 13(放大器偏置电路 37)增加输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b)中的恒流源 ICS41、42、43、浮动电流源 ICS44 和电流镜电路 42A 和 42B 中的电流。结果,与没有电流增加的情况相比,偏置控制电路 13 能够快速增加或减小放大器输出端子 OUT41 的输出电压。即,能够提高压摆率。

[0060] 如果能够由来自放大器偏置电路 37 的偏置电压 V_{b1} 至 V_{b6} 来控制电流,则能够通过任何电路来实现恒流源 ICS41、42、43 和浮动电流源 ICS44。各偏置电压 V_{b1} 至 V_{b6} 、 V_{BIASP} 和 V_{BIASN} 被根据相应的电流源适当地设置,并且可以不彼此相同。而且,用于控制各电流源的偏置电压的数量不限于图 5 中的示例,而是能够根据使用的电路适当地进行选择。

[0061] 随后,将描述根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的操作。图 6A 至 6F 是示出根据本发明的第一实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的操作的示例的时序图。图 6A 示出选通信号 STB,选通信号 STB 进行控制使得放大器输出在高电平耦合到输出端子,并且输出端子在高电平变为高阻抗。图 6B 示出奇数编号的输出放大器 22a 的输出 SKOUT11(实线)和偶数编号的输出放大器 22b 的输出 SGOUT11(虚线)。图 6C 示出伪放大器 32 的输出 AMPD11_OUT。图 6D 示出比较器 33 的输出 COM11OUT。图 6E 示出比较器 34 的输出 COM12OUT。图 6F 示出 EXOR 电路 35 的输出 PWRC。

[0062] 在下面的说明中将例示奇数编号的输出放大器 22a 的操作。让我们考虑下述情

况：在接收到选通信号 STB(a) 时（时间 t_1 ），反转奇数编号的输出放大器 22a 的输出（由实线指示的输出 SKOUT11(b)）的极性，并且该输出从来自负 DA 转换器 11b 的电压 $V1_n$ (n 是 1 至 9 中的任何一个) 改变到来自正 DA 转换器 11a 的电压 $V1_m$ (m 是 10 至 18 中的任何一个)。偶数编号的输出放大器 22b（由虚线指示的输出 SGOUT11(b)）与奇数编号的输出放大器 22a 相反。

[0063] 在时间 t_1 ，在接收到极性反转控制信号 POL（在图 6 中未示出）的输入时，输入开关 31 导通最高电压 $V1_18$ 侧的开关，并且截止最低电压 $V1_1$ 侧的开关。结果，输入开关 31 向伪放大器 32 的非反转输入端子（+）施加最高电压 $V1_18$ 。在施加最高电压 $V1_18$ 时，伪放大器 32 执行运算放大的操作（一倍），并且将结果输出到比较器 33 和 34。

[0064] 在时间 t_1 至 t_2 ，伪放大器 32 的输出 AMD11_OUT(c) 从初始最低电压 $V1_1$ 随时间增加，但是小于电压 $V1_1P$ 。为此，比较器 33 的输出 COMP11OUT(d) 是高电平，并且比较器 34 的输出 COMP12OUT(e) 是高电平。结果，EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 变为低电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 向输出放大器 22（奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b）输出提供低偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、VBIASP 和 VBIASN。低偏置的偏置电压是在正常操作中的偏置电压。结果，各恒流源提供正常操作中的电流（偏置电流）。在该示例中，各电流源是恒流源 ICS41、ICS42、ICS43、浮动电流源 ICS44 和电流镜电路 42A、42B。

[0065] 在时间 t_2 至 t_3 ，伪放大器 32 的输出 AMD11_OUT(c) 进一步随时间增加，并且变为从电压 $V1_1P$ 至 $V1_18M$ 的范围中的值。为此，比较器 33 的输出 COMP11OUT(d) 是高电平，并且，比较器 34 的输出 COMP12OUT(e) 是低电平。结果，EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 变为高电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 向奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 输出提供高偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、VBIASP 和 VBIASN。高偏置的偏置电压是使得大于通过各电流源的正常操作中流动的电流（偏置电流）的电流能够流动的偏置电压。在输出放大器 22（奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b）中，当偏置电流较高时，压摆率变为较高。因此，仅在伪放大器 32 转变的时间期间，输出放大器 22（奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b）的偏置电流增加，从而使得压摆率较高。

[0066] 在时间 t_3 至 t_4 ，伪放大器 32 的输出 AMD11_OUT(c) 进一步随时间增加，超过电压 $V1_18M$ ，并且达到电压 $V1_18$ 。为此，比较器 33 的输出 COMP11OUT(d) 是低电平，并且比较器 34 的输出 COMP12OUT(e) 是低电平。结果，EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 变为低电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 PWRC(f) 来向奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 输出提供低偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、VBIASP 和 VBIASN。该低偏置的偏置电压是正常操作下的偏置电压。

[0067] 随后，让我们考虑下述情况：在接收到选通信号 STB(a) 时（时间 t_1 ），反转奇数编号的输出放大器 22a 的输出（由实线指示的输出 SKOUT11(b)）的极性，并且该输出从来自正 DA 转换器 11a 的电压 $V1_m$ 改变到来自负 DA 转换器 11b 的电压 $V1_n$ 。如上所述，偶数编号的输出放大器 22b 与奇数编号的输出放大器 22a 相反。

[0068] 在时间 t_5 ，在接收到极性反转控制信号 POL（在图 6 中未示出）时，输入开关 31 截止最高电压 $V1_18$ 侧的开关，并且导通最低电压 $V1_1$ 侧的开关。结果，输入开关 31 向伪放

大器 32 的非反转输入端子 (+) 施加最低电压 $V1_1$ 。在施加最低电压 $V1_1$ 时,伪放大器 32 执行运算放大的操作 (一倍),并且将结果输出到比较器 33 和 34。

[0069] 在时间 $t5$ 至 $t6$,伪放大器 32 的输出 $AMD11_OUT(c)$ 从初始最低电压 $V1_18$ 随时间减小,但是等于或大于电压 $V1_18M$ 。为此,比较器 33 的输出 $COMP11OUT(d)$ 是低电平,并且,比较器 34 的输出 $COMP12OUT(e)$ 是低电平。结果,EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 变为低电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 向奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 输出提供低偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、 $VBIASP$ 和 $VBIASN$ 。

[0070] 在时间 $t6$ 至 $t7$,伪放大器 32 的输出 $AMD11_OUT(c)$ 进一步随时间减小,并且变为从电压 $V1_1P$ 至 $V1_18M$ 的范围内的值。为此,比较器 33 的输出 $COMP11OUT(d)$ 是高电平,并且,比较器 34 的输出 $COMP12OUT(e)$ 是低电平。结果,EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 变为高电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 向奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 输出提供高偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、 $VBIASP$ 和 $VBIASN$ 。

[0071] 在时间 $t7$ 至 $t8$,伪放大器 32 的输出 $AMD11_OUT(c)$ 进一步随时间减小,降低到电压 $V1_1P$ 以下,并且达到电压 $V1_1$ 。为此,比较器 33 的输出 $COMP11OUT(d)$ 是高电平,并且,比较器 34 的输出 $COMP12OUT(e)$ 是高电平。结果,EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 变为低电平。放大器偏置电路 37 响应于 EXOR 电路 35 的输出 $PWRC(f)$ 向奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 输出提供低偏置的偏置电压 $Vb1$ 至 $Vb6$ 、 $VBIASP$ 和 $VBIASN$ 。

[0072] 利用上面的操作,当在时间 $t2$ 至 $t3$ 和 $t6$ 至 $t7$ (输出转变时间段) 伪放大器 32 的输出处于电压 $V1_1P$ 和 $V1_18M$ 之间时,输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 的偏置被控制为高。该操作为点反转。在图 6A 至 6F 的描述中,假定上升时间 $\approx$ 下降时间。在输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 中,偏置电流越高,压摆率变得越高。因此,仅在伪放大器 32 转变的时间期间,输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 的偏置电流增加。

[0073] 本发明人已经通过各种研究获得了下面的认识。即,首先期望高偏置时间段的开始处于伪放大器 32 的输出转变开始的同时 (例示:时间 $t1$) 或在从输出转变开始起给定时间后 (例示:时间 $t2$)。而且,期望高偏置时间段的结束处于伪放大器 32 的输出转变开始后直到输出 $AMPD11_OUT$ 达到与给定电压 $V1_18$ 或 $V1_1$ 接近的电压 ($V1_18M$ 或 $V1_1P$) (例示:时间 $t3$)。当充分超过比较器 33 和 34 上的输入失调电压的电压是 $Vcomoff$ 时,期望 $V1_18M = V1_18 - Vcomoff$ 和 $V1_1P = V1_1 + Vcomoff$ 被设置为结束高偏置时间段。

[0074] 下面描述原因。即,从对于输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 中的相位补偿电容器 $C41$ 和 $C42$ 的充电和放电开始到充电和放电结束的时间段,即,用于主要确定放大器输出 ($SKOUT11$ 和 $SGOUG11$) 的上升或下降波形的倾斜的时间段对于高偏置时间段来说是必要和足够的。而且,具有与输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b) 基本上相同的特性并且没有负载的伪放大器 32 的随时间变化的特性的初始状态与输出放大器 22 基本上没有差别。这些条件是没有负载可以耦合到伪放大器 32 的原因。为此,在图 4A 中,与上述的条件相关联地,在比较器 33 和 34 中比较的电压是 $V1_18M$ 和 $V1_1P$ 。

[0075] 而且,有利之处在于:伪放大器 32 的压摆率跟随输出放大器 22 的压摆率的制造变化。图 7 是示出具有负载的输出放大器的随时间变化特性的初始波形和没有负载的伪放大器的随时间变化特性的初始波形的图形。纵坐标轴表示电压,并且横坐标轴表示时间。曲线 A 是当没有负载时在输出端子 24 处的电压波形。曲线 B 是当负载是 $10\text{k}\Omega + 350\text{pF}$ 时就在放大器输出之后的电压波形。曲线 C 是当负载是 $10\text{k}\Omega + 250\text{pF}$ 时在输出端子 24 处的电压波形。曲线 D 是当负载是 $10\text{k}\Omega + 350\text{pF}$ 时在输出端子 24 处的电压波形。当将没有负载的情况(曲线 A)与存在负载的情况(曲线 B、C 和 D)相比时,发现在其间基本上不存在随时间变化特性,特别是初始特性方面的差别。因此,可以想到的是,即使没有负载耦合到伪放大器 32,偏置控制电路 13 所需的伪放大器 32 的特性也等同于耦合到负载的输出放大器 22 的特性。

[0076] 如上所述,在该实施例中,仅在 EXOR 电路 35 的输出(放大器偏置电路 37 的输入) PWRC 的电压是高电平的时间段期间,即在当伪放大器 32 的输出转变的时间期间,从放大器偏置电路 37 向各输出放大器 22a 和 22b 提供多个输出信号(Vb1 至 Vb6、VBIASP、VBIASN),以增加输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b)的偏置电流。

[0077] 在该示例中,输出放大器 22 和伪放大器 32 被设置为电气特性彼此基本上相同(例如,结构和布局相同)。即,当输出放大器 22 的输出转变时的时间和当伪放大器 32 的输出转变时的时间彼此基本上相同。因此,输出放大器 22 的偏置电流仅在当伪放大器 32 的输出转变时的时间期间增加,从而使得偏置电流能够仅在当输出放大器 22 的输出转变时的时间期间增加。

[0078] 而且,在该实施例中,作为优选实施例,通过被提供用于抑制输出放大器阵列的偏差的增加的伪放大器来构造伪放大器 32。在该情况下,输出放大器 22 的构造与伪放大器 32 的构造(布局)基本上相同。输出放大器 22 和伪放大器 32 彼此接近地布置。因此,可以想到的是,制造变化和偏差对输出放大器 22 和伪放大器 32 的影响彼此基本上相同。为此,可以想到的是,由于输出放大器 22 中的偏置调整导致的压摆率的偏差和压摆率的改变与由于伪放大器 32 中的偏置调整导致的压摆率的偏差和压摆率的改变基本上相同。因此,虽然使用伪放大器 32,但是能够将压摆率控制为与输出放大器 22 的电气特性相符。即,在不受制造变化影响的情况下,能够仅在输出放大器 22 的输出转变的时间段期间建立偏置电流准确地增加时的时间。

[0079] 此外,能够使用被提供用于抑制输出放大器阵列的偏差的增加的伪放大器作为伪放大器 32 以抑制电路面积的增加,而无需新形成用于伪放大器 32 的特定元件。

[0080] 第二实施例

[0081] 将说明根据本发明的第二实施例的用于液晶显示装置的源极驱动器和使用源极驱动器的液晶显示装置的构造。该实施例与第一实施例不同之处在于不是点反转操作,而是列反转操作的情况下的构造和操作。以下,将描述细节。

[0082] 与第一实施例中一样,在图 3 中示出根据本发明的第二实施例的液晶显示装置的构造。

[0083] 将描述源极驱动器 98。图 8 是示出根据本发明的第二实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的构造的示例的框图。源极驱动器 98 涉及源极驱动器 IC,其包括正 γ 电阻器

电路 12a、负 γ 电阻器电路 12b、正 DA 转换器 11a、负 DA 转换器 11b、正 / 负对放大器 10 和偏置控制电路 13。图 8 示出了一个正 / 负对放大器 10 以及相关电路,其中该正 / 负对放大器 10 具有用于奇数编号的数据线 92 的奇数编号的输出放大器 22a 和用于偶数编号的数据线 92 的偶数编号的输出放大器 22b。图 8 示出了偏置控制电路 13,其具有在图 4A 中的两组伪放大器和周边电路。图 4A 示出了列反转操作。

[0084] 正 γ 电阻器电路 12a 被施加有来自正极性 γ 校正电路 (未示出) 的至少两个伽马电压 (例示: V3_10, V3_18), 并且正 γ 电阻器电路 12a 通过分压产生多个正参考电压 (例示: V3_10 至 V3_18)。负 γ 电阻器电路 12b 被施加有来自负极性 γ 校正电路 (未示出) 的至少两个伽马电压 (例示: V3_1, V3_9), 并且负 γ 电阻器电路 12b 通过分压产生多个负参考电压 V3_1 至 V3_9。正 DA 转换器 11a 基于从正 γ 电阻器电路 12a 施加的正参考电压来选择与输入视频数据对应的正参考电压 (用于正转, 用于反转), 并且向正 / 负对放大器 10 输出选择的正参考电压。负 DA 转换器 11b 基于从负 γ 电阻器电路 12b 施加的负参考电压来选择与输入视频数据对应的负参考电压 (用于正转, 用于反转), 并且向正 / 负对放大器 10 输出选择的负参考电压。

[0085] 正 / 负对放大器 10 包括输入开关 21、输出放大器 22 (奇数编号的输出放大器 22a, 偶数编号的输出放大器 22b)、输出开关 23a、23b 和输出端子 24a、24b。输入开关 21 根据极性反转控制信号 POL 选择性地向奇数编号的输出放大器 22a 的非反转输入端子 (+) 输出选择的正参考电压 (用于正转, 用于反转) 中的一个。输入开关 21 还根据极性反转控制信号 POL 选择性地向偶数编号的输出放大器 22b 的非反转输入端子 (+) 输出选择的负参考电压 (用于正转, 用于反转) 中的一个。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的输出端子 SK31 和 SG31 分别耦合到其反转输入端子 (-)。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 分别运算地放大施加到其的正参考电压和负参考电压。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 然后将这些结果从输出端子 24a 和 24b 通过输出开关 23a 和 23b 向显示面板负载 51a 和 51b (对应于液晶面板 96) 输出作为输出 SKOUT11 和 SGOUT11。根据选通信号 STB (进行控制使得放大器输出在低电平耦接到输出端子, 并且输出端子在高电平变为高阻抗) 控制输出开关 23a 和 23b。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 具有由偏置控制电路 13 控制的偏置电压。奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的电气特性和结构 (布局) 彼此基本上相同。

[0086] 偏置控制电路 13 基于来自正 γ 电阻器电路 12a 和负 γ 电阻器电路 12b 的参考电压和来自控制器 95 的极性反转控制信号 POL 来控制要施加到奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 的多个偏置电压。偏置控制电路 13 包括输入开关 31a、31b、伪放大器 32a、比较器 33a、34a、EXOR 电路 35a、输入开关 31b、伪放大器 32b、比较器 33b、34b、EXOR 电路 35b、或电路 36 和放大器偏置电路 37。

[0087] 输入开关 31a 被施加有正 γ 电阻器电路 12a 的参考电压中的最高电压 V3_18 和最低电压 V3_1。输入开关 31a 以极性反转控制信号 POL 的周期切换地向伪放大器 32a 的非反转输入端子 (+) 交替地输出最高电压 V3_18 和最低电压 V3_10。输入开关 31b 被施加有负 γ 电阻器电路 12b 的参考电压中的最高电压 V3_9 和最低电压 V3_1。输入开关 31b 以极性反转控制信号 POL 的周期切换地向伪放大器 32b 的非反转输入端子 (+) 交替地输出最高

电压 V3_9 和最低电压 V3_1。

[0088] 伪放大器 32a 被以极性反转控制信号 POL 的周期交替地施加有最高电压 V3_18 和最低电压 V3_10。伪放大器 32a 运算地放大施加的电压,并且将获得的输出 AMPD31_OUT 输出到比较器 33a 和 34a 的反转输入端子(-)。伪放大器 32a 具有耦接到其反转输入端子(-)的输出端子。如第一实施例中那样,伪放大器 32a 具有与输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22a,偶数编号的输出放大器 22b)的电气特性相同的电气特性。为了提供相同的电气特性,优选的是,伪放大器 32a 具有与输出放大器 22 相同的结构(布局)。另外,更优选的是,伪放大器 32a 被布置在输出放大器 22 附近。

[0089] 伪放大器 32b 被以极性反转控制信号 POL 的周期交替地施加有最高电压 V3_9 和最低电压 V3_1。伪放大器 32b 运算地放大施加的电压,并且将获得的输出 AMPD32_OUT 输出到比较器 33b 和 34b 的反转输入端子(-)。伪放大器 32b 具有耦接到其反转输入端子(-)的输出端子。如第一实施例中那样,伪放大器 32b 具有与输出放大器 22(奇数编号的输出放大器 22b,偶数编号的输出放大器 22b)的电气特性相同的电气特性。为了提供相同的电气特性,优选的是,伪放大器 32b 具有与输出放大器 22 相同的结构(布局)。另外,更优选的是,伪放大器 32b 被布置在输出放大器 22 附近。

[0090] 比较器 33a 的反转输入端子(-)被施加有放大器 32a 的输出,并且非反转输入端子(+)被施加有比最高电压 V3_18 略低的电压(V3_18M)。比较器 33a 然后向 EXOR 电路 35a 的一个输入输出作为比较结果的输出 COM31OUT。另一方面,比较器 34a 的反转输入端子(-)被施加有伪放大器 32a 的输出,并且非反转输入端子(+)被施加有比最低电压(V3_10)略高的电压(V3_10P)。比较器 34a 然后向 EXOR 电路 35a 的另一个输入输出作为比较结果的输出 COM32OUT。

[0091] 比较器 33b 的反转输入端子(-)被施加有伪放大器 32b 的输出,并且非反转输入端子(+)被施加有比最高电压(V3_9)略低的电压(V3_9M)。比较器 33b 然后向 EXOR 电路 35b 的一个输入输出作为比较结果的输出 COM33OUT。另一方面,比较器 34b 的反转输入端子(-)被施加有伪放大器 32b 的输出,并且非反转输入端子(+)被施加有比最低电压(V3_1)略高的电压(V3_1P)。比较器 34b 然后向 EXOR 电路 35b 的另一个输入输出作为比较结果的输出 COM34OUT。

[0092] EXOR 电路 35a 具有两个输入,并且被施加有比较器 33a 和 34a 的输出 COM31OUT 和 COM32OUT。EXOR 电路 35a 执行输出 COM31OUT 和 COM32OUT 的异或。EXOR 电路 35a 将运算结果输出到放大器偏置电路 36 的一个输入。EXOR 电路 35b 具有两个输入,并且被施加有比较器 33b 和 34b 的输出 COM33OUT 和 COM34OUT。EXOR 电路 35b 执行输出 COM33OUT 和 COM34OUT 的异或。EXOR 电路 35b 将运算结果输出到放大器偏置电路 36 的另一个输入。

[0093] OR 电路 36 对 EXOR 电路 35a 和 EXOR 电路 35b 的输出进行或操作。OR 电路 36 然后将作为运算结果的输出 PWRC 输出到放大器偏置电路 37。

[0094] 当满足下面的条件(1)和(2)中的至少一个时,放大器偏置电路 37 将奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 控制为高偏置。(1)伪放大器 32a 的输出 AMPD31_OUT 处于电压 V3_18M 和电压 V3_10P 之间的条件,即,输出 COM31OUT 是高电平并且输出 COM32OUT 是低电平,从而 OR 电路 36 的输出 PWRC 变为高电平的条件。(2)伪放大器 32b 的输出 AMPD32_OUT 处于电压 V3_9M 和电压 V3_1P 之间的条件,即,输出 COM33OUT 是高

电平并且输出 COM34OUT 是低电平,从而 OR 电路 36 的输出 PWRC 变为高电平的条件。

[0095] 另一方面,当满足下面的条件 (3) 和 (4) 中的至少一个时,放大器偏置电路 37 将奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 控制为低偏置。(3) 伪放大器 32a 的输出 AMPD31_OUT 大于电压 V3_18M 或小于电压 V3_10P 的条件,即,输出 COM31OUT 是低电平并且输出 COM32OUT 是低电平,或输出 COM31OUT 是高电平并且输出 COM32OUT 是高电平,从而,OR 电路 36 的输出 PWRC 变为低电平的条件。(4) 伪放大器 32b 的输出 AMPD32_OUT 大于电压 V3_9M 或小于电压 V3_1P 的条件,即,输出 COM33OUT 是低电平并且输出 COM34OUT 是低电平,或输出 COM33OUT 是高电平并且输出 COM34OUT 是高电平,从而 OR 电路 36 的输出 PWRC 变为低电平的条件。上面的一系列操作是列反转操作。

[0096] 优选的是,作为伪放大器 32a 和 32b,使用为了防止由源极驱动器部件的输出放大器阵列引起的偏差扩大的目的而被布置在输出放大器阵列的两端处的伪放大器。伪放大器的电路构造和布局构造与输出放大器 22 整体相同。即,伪放大器具有与输出放大器 22 相同的电气特性。此外,伪放大器被布置在输出放大器 22 的附近。另外,伪放大器能够有效地用于抑制电路面积的增加。这与参考图 4B 所述的根据第一实施例的伪放大器 32 中相同。

[0097] 而且,可以将放大器偏置电路 37 划分为用于控制奇数编号的输出放大器 22a 的放大器偏置电路和用于控制偶数编号的输出放大器 22b 的放大器偏置电路,或可以具有上述两个功能。在该情况下,用于控制奇数编号的输出放大器 22a 的放大器偏置电路以与第一实施例相同的方式,根据来自 EXOR 电路 35a 的输出来控制奇数编号的输出放大器 22a。

[0098] 与第一实施例中同样地,在图 5 中示出根据本发明的第二实施例的输出放大器的构造的示例。

[0099] 与在第一实施例中同样地,在图 6A 至 6F 中示出根据本发明的第二实施例的液晶显示装置中的源极驱动器的操作,不同之处在于:向各奇数编号的输出放大器 22a 和偶数编号的输出放大器 22b 提供输出用于独立地控制偏置电压的时序信号的电路(两个输入开关,两个伪放大器,两个比较器,EXOR 电路),并且比较器的参考电压不同。类似地,在该情况下,假定上升时间 $\approx$ 下降时间来进行描述。

[0100] 类似地,在该实施例中,能够获得与在第一实施例中相同的优点。而且,从设计输出放大器的视点,列反转操作的上升时间可以不与下降时间平衡。如在该实施例中那样,两个 EXOR 电路的输出通过 OR 电路,从而能够通过转变时间较慢的放大器输出来建立用于增加偏置电流的时间。结果,即使在正负对放大器中在奇数编号的输出放大器和偶数编号的输出放大器之间,上升时间没有与下降时间平衡,也能够设置更稳定的转变时间。

[0101] 在本发明的各实施例中,在用于液晶显示装置的源极驱动器 IC 的差分放大器的操作中,伪放大器 32 被设置为特定的幅度(从 V1_18 至 V1_10 和从 V1_9 至 V1_1 或从 V3_18 至 V3_10 和从 V3_9 至 V3_1)操作。输出放大器 22 的偏置电流在当伪放大器 32 的输出在控制下转变时的时间段中增加。在该情况下,伪放大器 32 具有与输出放大器 22 相同的电气特性。结果,伪放大器 32 仅在跟随输出放大器 22 的输出转变的时间段中增加输出放大器 22 处的偏置电流,以提供更高的压摆率。而且,因为限制了偏置电流增加的时间段,所以能够抑制由较高的压摆率引起的动态功耗的增加。

[0102] 而且,电气特性可以包括相对于由制造变化引起的电气特性的设计的偏差。即,通过将伪放大器 32 设置在输出放大器 22 附近,能够使得伪放大器 32 的制造变化与输出放大

器 22 的制造变化相同。结果,利用伪放大器 32 的输出转变时间段,仅在跟随由输出放大器 22 的制造变化引起的压摆率变化的时间段期间增加偏置电流,能够提供更高的压摆率,并且能够降低动态功耗。

[0103] 在本发明中,可以进行实质上需要且足够的高偏置控制。这是通过下述方式来实现的:使用等同于进行高偏置控制所需的输出放大器的输出转变时间段的伪放大器的输出转变时间段作为控制时间;并且,使用改变最大的最大灰度电压和最低灰度电压作为要控制的灰度电压(灰度电压的改变宽度)。而且,在本发明中,能够防止增加无用的动态功耗。这是通过进行如上所述的实质上需要且足够的高偏置控制而实现的。而且,在本发明中,能够进行跟随由于输出放大器的制造变化(源极驱动器 IC 中的或 IC 间的)导致的压摆率变化的高偏置控制。

[0104] 本发明不限于上面的各实施例,而是显而易见地,在不偏离本发明的技术概念的情况下,能够对各实施例进行适当的改变或变形。而且,在各实施例中公开的技术可以被应用到其他实施例,只要没有技术矛盾。

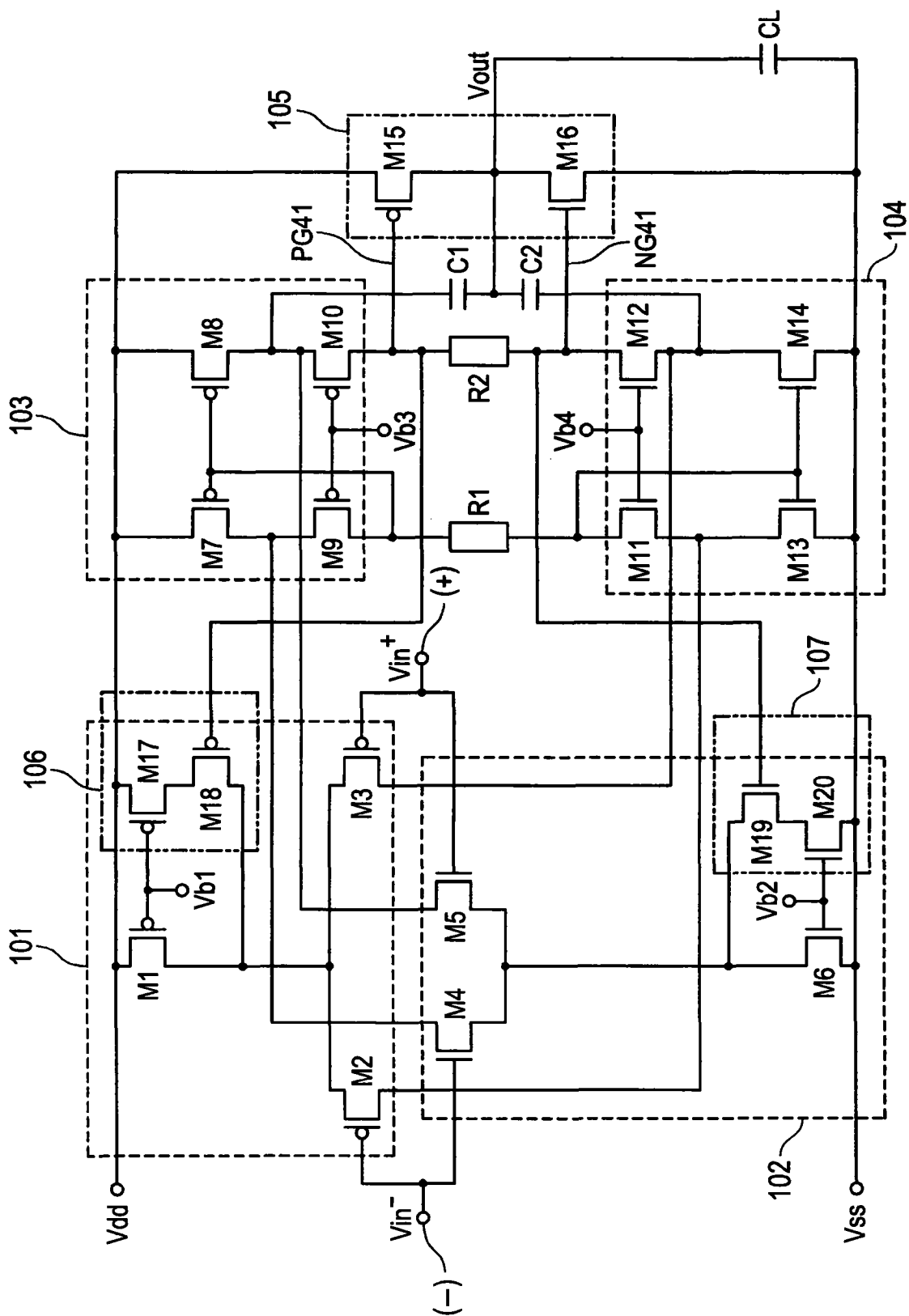


图 1

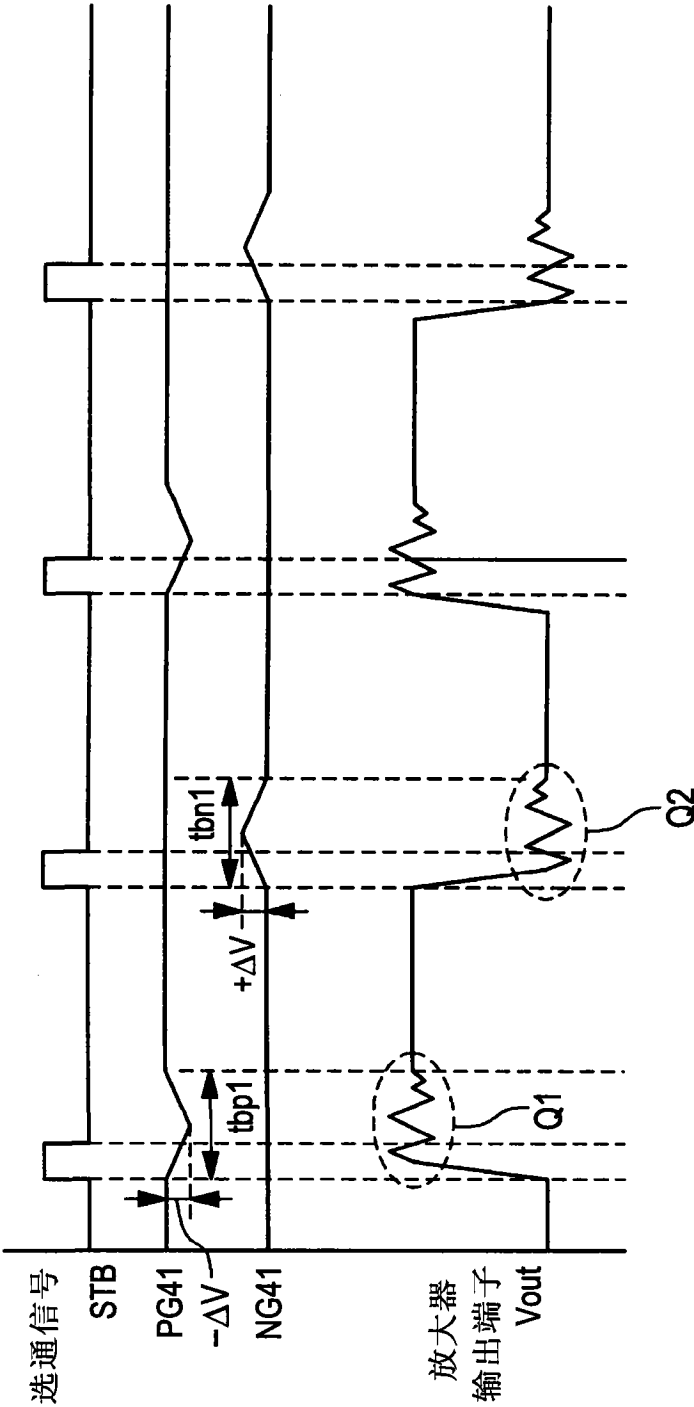


图2A

图2B

图2C

图2D

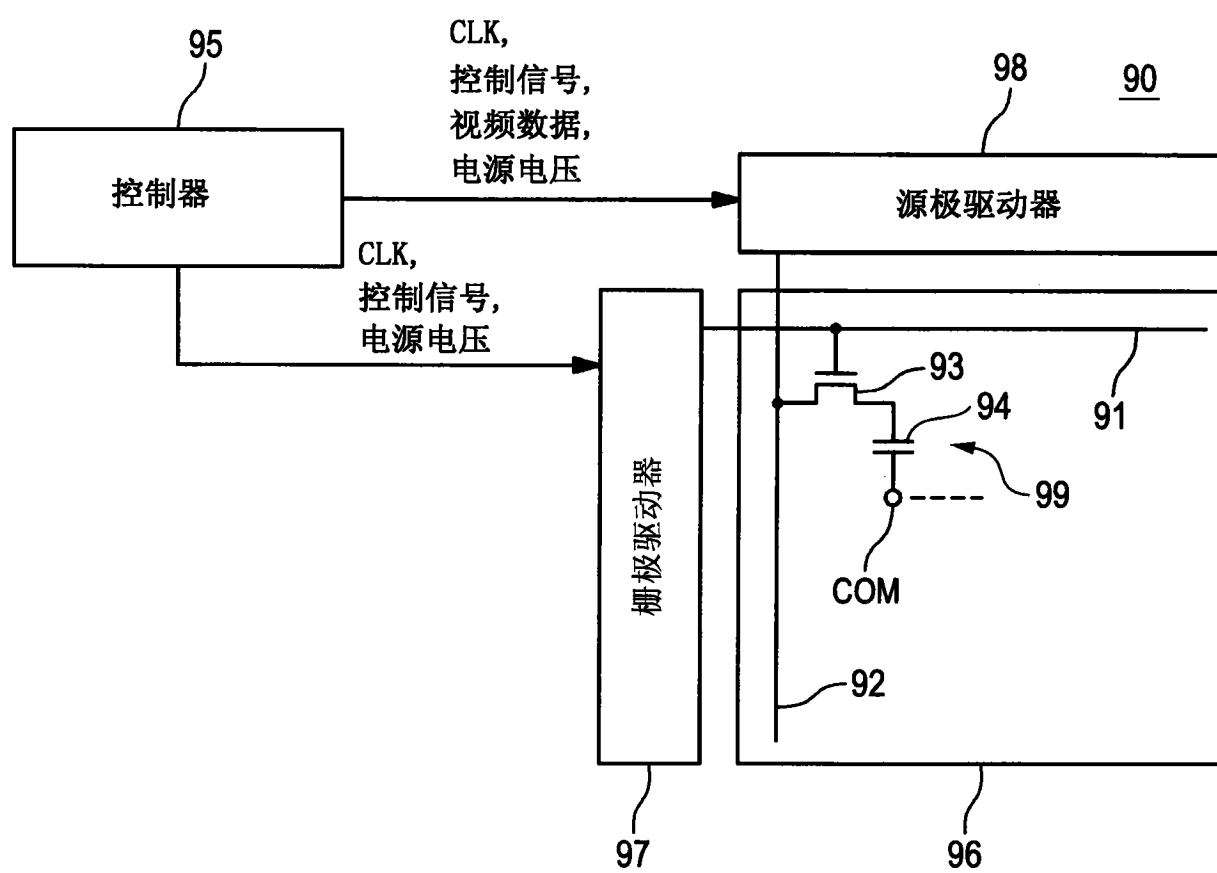


图 3

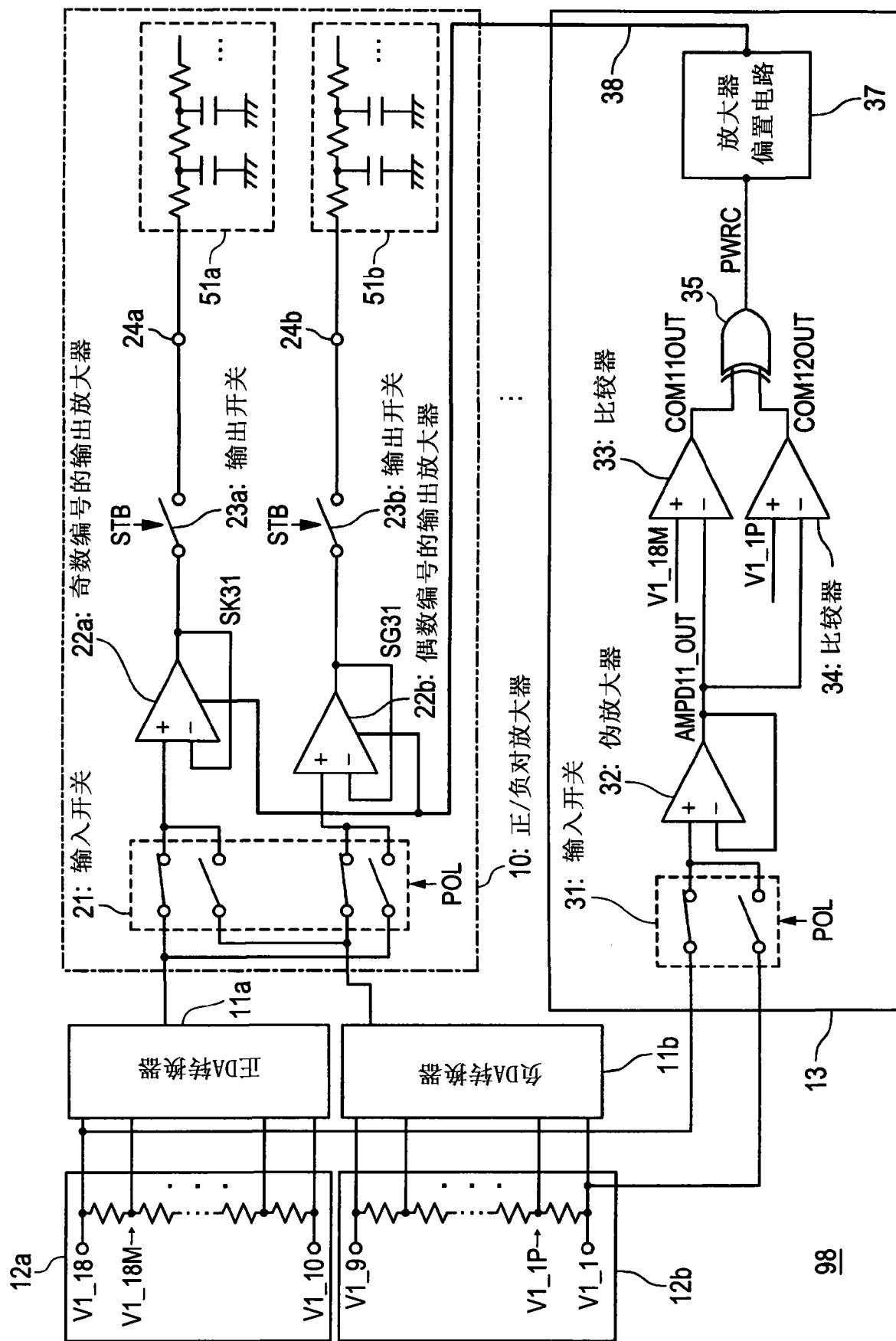


图 4A

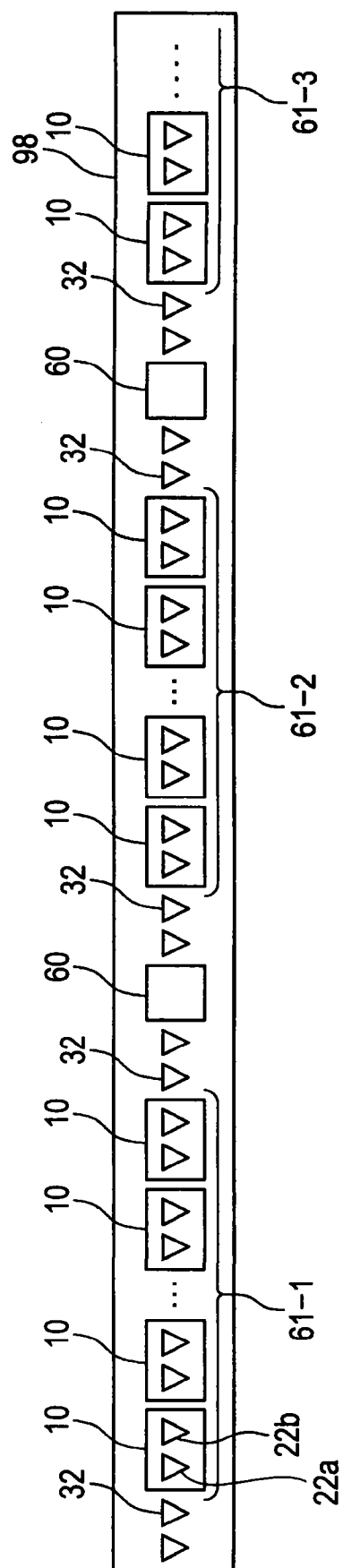


图 4B

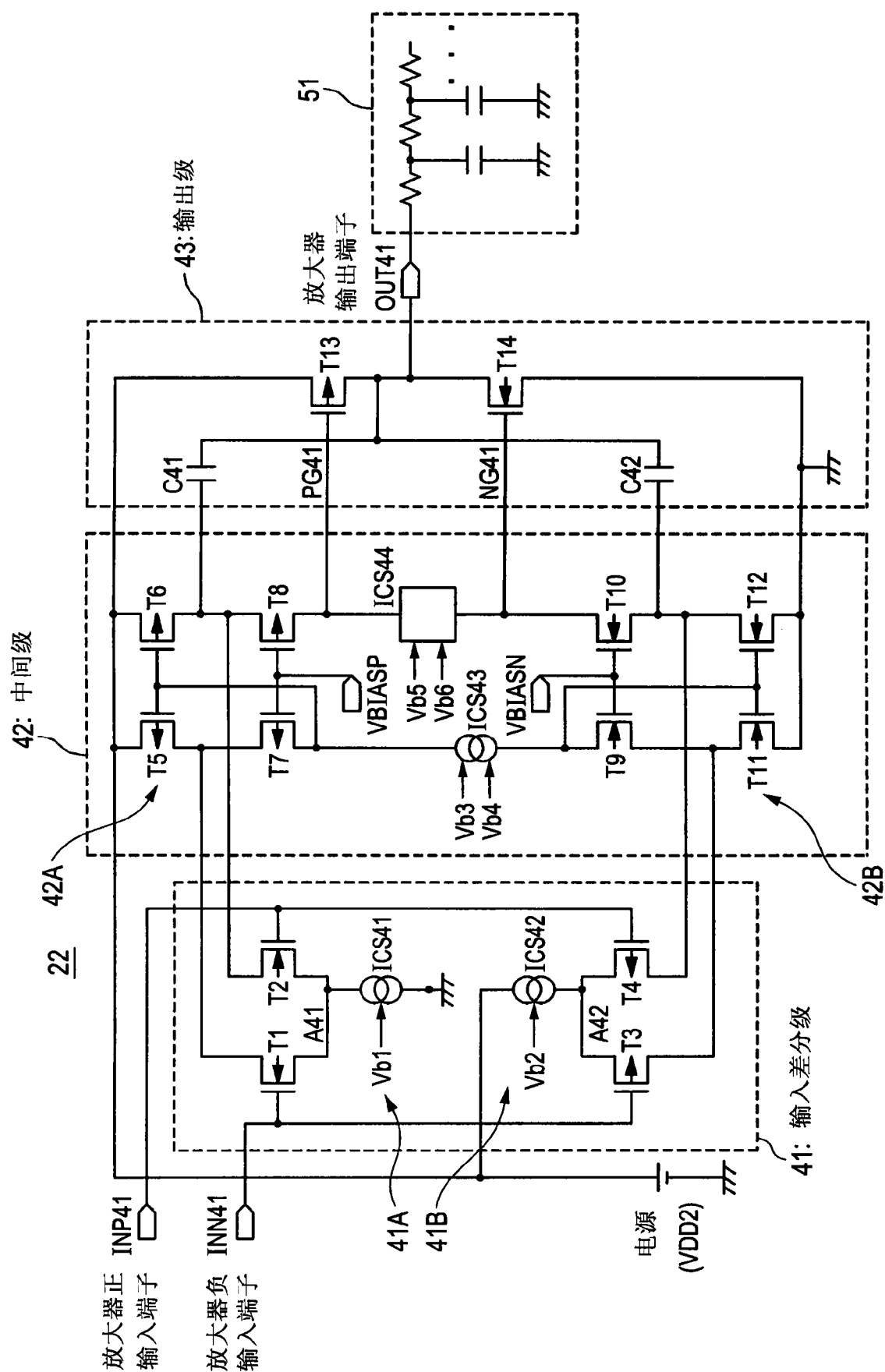


图 5

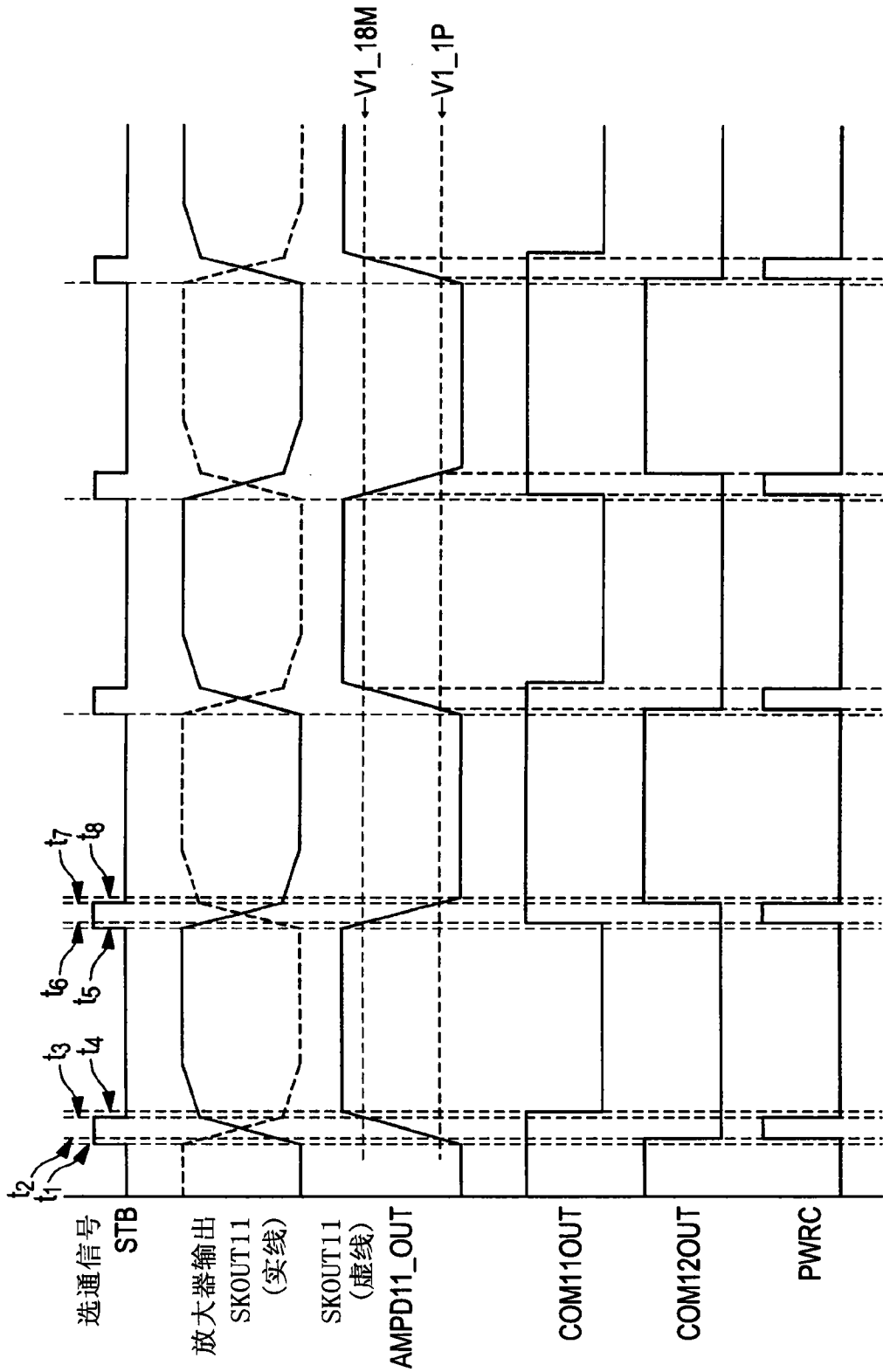


图6A

图6B

图6C

图6D

图6E

图6F

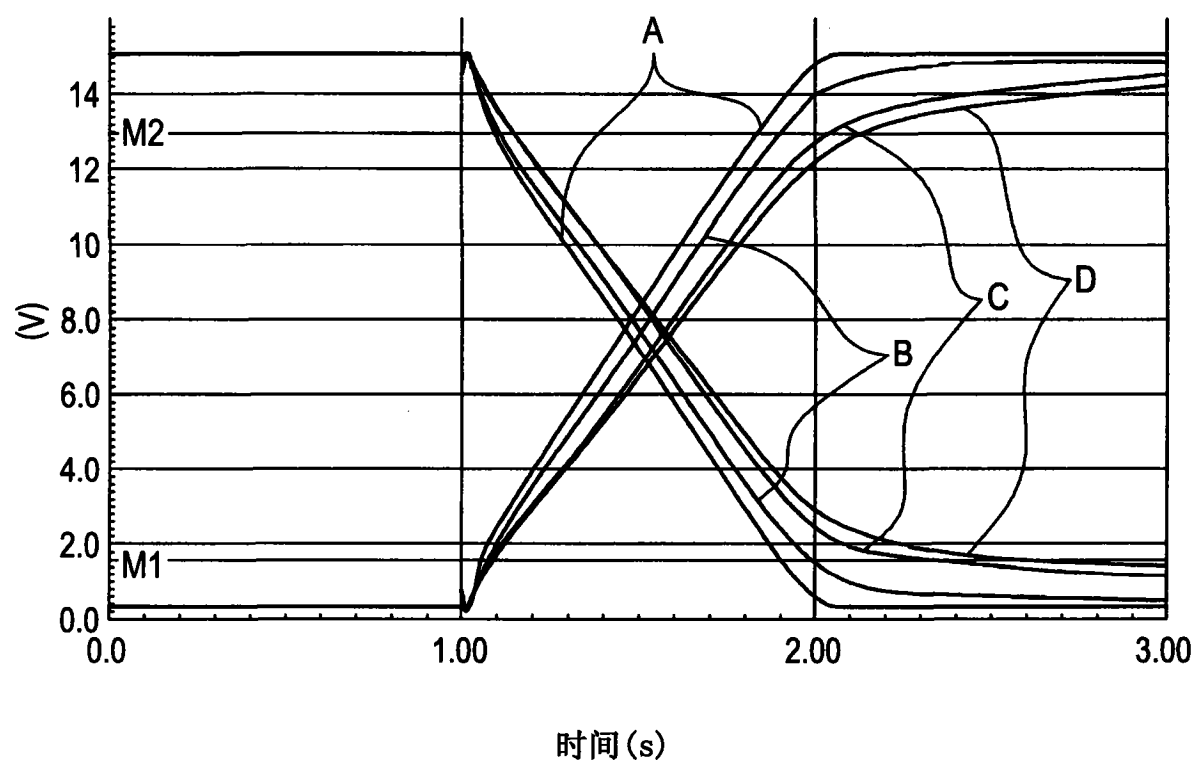


图 7

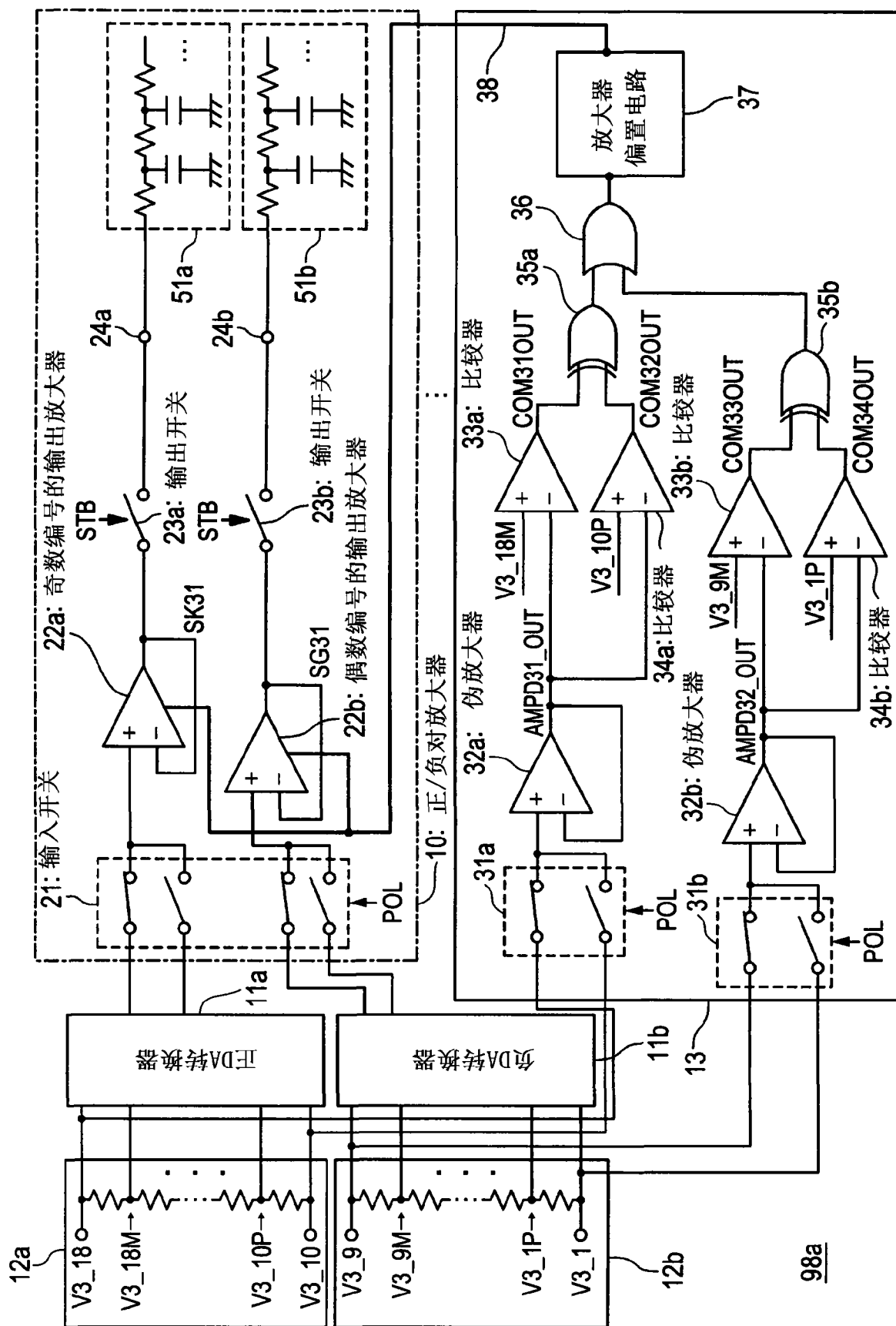


图 8

专利名称(译)	用于液晶显示装置的源极驱动器和使用其的液晶显示装置		
公开(公告)号	CN102347011A	公开(公告)日	2012-02-08
申请号	CN201110213121.0	申请日	2011-07-21
[标]申请(专利权)人(译)	瑞萨电子株式会社		
申请(专利权)人(译)	瑞萨电子株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	瑞萨电子株式会社		
[标]发明人	河越弘和		
发明人	河越弘和		
IPC分类号	G09G3/36		
CPC分类号	G09G3/3688		
优先权	2010163938 2010-07-21 JP		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

公开了一种用于液晶显示装置的源极驱动器和使用其的液晶显示装置。在用于液晶显示装置的源极驱动器中，在抑制功耗的增加了的同时增加了压摆率。用于液晶显示装置的源极驱动器包括：多个输出放大器，其响应于输入信号驱动多条数据线；以及，具有与该输出放大器的电气特性一致的伪放大器的偏置控制电路。偏置控制电路基于当伪放大器接收到被输入到输出放大器的 γ 电阻器电路的电压时的伪放大器的输出转变时间段，控制输出放大器的高偏置时间段。

