

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
B41J 2/05 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200580029353.3

[43] 公开日 2007年8月1日

[11] 公开号 CN 101010199A

[22] 申请日 2005.9.1

[21] 申请号 200580029353.3

[30] 优先权

[32] 2004.9.2 [33] GB [31] 0419451.0

[86] 国际申请 PCT/IB2005/052871 2005.9.1

[87] 国际公布 WO2006/025033 英 2006.3.9

[85] 进入国家阶段日期 2007.3.1

[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 弗兰克·W·罗尔芬

约翰·R·A·艾尔斯

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 王 英

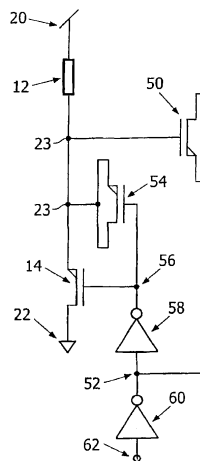
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 7 页

[54] 发明名称

喷墨打印头

[57] 摘要

喷墨打印头包括打印头加热器电路的阵列。每个电路都具有串联在电源线(20、22)之间的加热元件(12)和驱动晶体管(14)，并且在其间的连接处具有节点(23)。第一电容性元件(50)耦合在第一控制信号(52)和节点(23)之间，并且第二电容性元件(54)耦合在第二控制信号(56)和节点(23)之间，该第二控制信号与第一控制信号(52)互补。这两个电容性元件可以用于将相反的阶跃电压变化电容耦合到电路中。这些电容耦合效应可以用于改变开关特性，从而减少在驱动晶体管的栅极和漏极上同时出现的高电压。



1、一种喷墨打印头，其包括各自与相应的打印头喷嘴有关的打印头加热器电路的阵列，其中每个加热器电路包括：

加热元件（12）和用于驱动电流通过所述加热元件的驱动晶体管（14），所述加热元件（12）和所述驱动晶体管（14）串联连接在电源线（20、22）之间，并且在其间的连接处具有节点（23）；

第一电容性元件（50），其耦合在第一控制信号（52）和所述节点（23）之间；以及

第二电容性元件（54），其耦合在第二控制信号（56）和所述节点（23）之间，该第二控制信号（56）与所述第一控制信号（52）互补。

2、如权利要求 1 所述的喷墨打印头，其中通过接收作为输入的所述第一控制信号（52）的反相器（58）提供所述第二控制信号（56）。

3、如权利要求 2 所述的喷墨打印头，其中通过接收作为输入的喷嘴控制输入（62）的第二反相器（60）提供所述第一控制信号（52）。

4、如权利要求 2 或 3 所述的喷墨打印头，其中所述反相器（58）的输出耦合到所述驱动晶体管（14）的栅极，该反相器（58）提供所述第二控制信号（56）。

5、如前述权利要求中任一项所述的喷墨打印头，其中所述第一和第二电容性元件（50、54）各自具有与电压相关的电容。

6、如权利要求 5 所述的喷墨打印头，其中所述第一和第二电容

性元件（50、54）各自具有随着电容器端子之一上的电压增加而增加的电容。

7、如权利要求 5 或 6 所述的喷墨打印头，其中所述第一和第二电容性元件（50、54）各自包括 NMOS 电容器。

8、如权利要求 7 所述的喷墨打印头，其中一个 NMOS 电容器（50）的栅极和另一个 NMOS 电容器（54）的源极 / 漏极连接到所述节点（23），并且每个 NMOS 电容器的另外一个端子连接到相应的所述控制信号（52、54）。

9、如前述权利要求中任一项所述的喷墨打印头，其中所述加热元件（12）包括电阻器。

10、一种驱动喷墨打印头喷嘴的方法，所述喷墨打印头喷嘴包括串联在电源线（20、22）之间的加热元件（12）和驱动晶体管（14），并且在其间的连接处具有节点（23），该方法包括：

将第一控制信号（52）电容耦合到所述节点（23）；

将第二控制信号（56）电容耦合到所述节点（23），该第二控制信号（56）是所述第一控制信号（52）的互补和延迟形式；以及

使用所述第二控制信号（56）来驱动所述驱动晶体管（14）的所述栅极。

11、如权利要求 10 所述的方法，其中电容耦合的所述步骤包括使用电容与电压相关的电容性元件（50、54）。

## 喷墨打印头

本发明涉及一种热喷墨打印头，尤其涉及一种与单独的打印墨头相关的驱动电路。

热喷墨打印是一种广泛使用的打印技术。通常将其称为气泡喷墨打印。热喷墨打印机的墨盒的打印头由微小的墨水喷嘴的阵列构成，每一个墨水喷嘴装配有产生热量的电阻器。

热量使喷嘴中的墨水汽化，以产生气泡。随着气泡膨胀，一些具有小液滴形式的墨水从喷嘴中喷到纸或者其它的记录介质上。破裂的气泡在喷嘴中产生真空，这导致使墨水从盒中的墨水储存器中再次填充喷嘴。补偿的墨水使喷嘴和电阻器冷却，以便当接下来激励加热电阻器时再填充和冷却使喷嘴准备好以形成下一个小液滴。

电阻器通常连接到驱动晶体管，该驱动晶体管根据将要打印的数据以特定顺序使其接通和关断。多种不同的技术可以用于形成驱动电路。

图 1 以示意性的形式示出公知的打印头的第一实例，示出了具有薄膜电阻加热器 12 和驱动其的晶体管 14 的喷嘴 10。在该实例中，使用常规硅 IC 工艺在晶片 16 上制造晶体管。

在图 2 中，晶体管 14 基于低温多晶硅（LTPS）技术，其允许在玻璃或其他衬底 18 上制造具有驱动晶体管和其他驱动电子元件的喷嘴阵列。

图 3 示出用于单独的打印墨头的电路的相应电路示意图。该电路包括电阻加热器 12，其与高电源轨 20（power rail）（ $V_{DD}$ ）与地 22 或其他低电源轨电压之间的驱动晶体管串联。示出以 n 型晶体管实施

该电路。

如果 n 型晶体管 14 的栅极电压为低，则电压  $V_{DD}$  降落在晶体管的沟道上，并且加热电阻器 12 保持冷却。如果栅极电压为高，则电流流动，导致喷嘴中的散热和小液滴的形成。

图 4 示出图 3 中的喷嘴电路的开关特性。

曲线 30 示出漏极电压，其是在电阻器 12 和晶体管 14 之间的连接处的电压，并且曲线 32 示出晶体管栅极电压。该图示出在栅极电压从低到高的转变之后是从高到低的转变。漏极电压以互补的方式进行切换。

晶体管的沟道宽度必须足够大，以便当栅极为高电平时使电压  $V_{DD}$  几乎加在整个加热器上。对于一些打印应用，小液滴形成所需的功率可以高达每喷嘴几瓦特。假设对于大多数应用喷嘴节距仅为 20 至  $100\ \mu\text{m}$  的数量级，则每喷嘴的功率非常高。该功率需要非常宽的晶体管，并且热喷墨打印的一个主要问题是使晶体管适合于小的喷嘴节距。对于其中使用 LTPS 晶体管而非硅晶片上的常规 CMOS 技术而在玻璃上形成驱动晶体管的打印尤其如此。这是因为 LTPS 晶体管具有较高的阈值电压和较低的迁移率，因此与常规 CMOS 晶体管相比每沟道宽度传输的电流较低。

一种降低所需沟道宽度的方法是增加电压  $V_{DD}$ 。为了保持功率恒定，加热器的电阻也必须增加，并且这意味着具有较低宽度的晶体管足以保证与加热器的电阻相比其导通电阻仍然较小。对于固定功率，由于加热器的电阻与电压  $V_{DD}$  的二次方成比例地变化，因此所需的晶体管宽度随  $V_{DD}$  的平方的倒数减小。因此，增加  $V_{DD}$  是非常有效确保晶体管适合于减小的喷嘴节距的方式。这对于使用 LTPS 晶体管驱动喷嘴尤其重要。

然而，尽管增加  $V_{DD}$  可以降低晶体管的尺寸，但是由于沟道两端上的较高电压降导致了由雪崩和热载流子效应而引起的晶体管退化，

而使得这也降低了其寿命。

在晶体管的瞬态下发生最高程度的退化，因为在这种状态下，栅极和漏极电压同时处于相对较高的电平，并且在晶体管中消耗的功率达到其最大值。

图 5 以更大的比例示出图 4 中的导通过程。当栅极电压转换时，作为晶体管的阈值电压的结果，在漏极电压反应之前存在延迟。结果，栅极和漏极电压在转换操作期间同时处于高电平。

图 5 中的阴影区 40 表示其间栅极和漏极电压都具有相对高的值的时间间隔，这导致晶体管的电退化。由于必须以高频切换打印墨头，因此瞬态下的退化成为主要问题。在未来的打印盒（print cartridge）生产中甚至使用更高的频率，以增加打印速度。因此，晶体管在墨盒的寿命期间能非常频繁地通过瞬态。

因此，需要一种允许使用小尺寸晶体管同时限制在所需电压下晶体管退化的喷墨打印头驱动电路。

根据本发明，提供一种喷墨打印头，其包括打印头加热器电路的阵列，每一个都与相应的打印头喷嘴有关，其中每个加热器电路包括：

加热元件和用于驱动电流通过加热元件的驱动晶体管，加热元件和驱动晶体管串联连接在电源线之间，并且在其间的连接处具有节点；

第一电容性元件，其耦合在第一控制信号和节点之间；以及

第二电容性元件，其耦合在第二控制信号和节点之间，该第二控制信号与第一控制信号互补。

本发明电路的两个电容性元件用于将相反的阶跃电压变化电容性地耦合到电路中。这些电容耦合效应可以用于改变转换特性，以便降低在驱动晶体管的栅极和漏极上同时出现的高电压。

由此，该驱动防止晶体管的栅极和漏极电压在同时处于高电平，

从而减小晶体管退化，并允许使用高电源电压。这反过来能降低沟道尺寸，因此允许减小喷嘴节距。

优选地，通过接收作为输入的第一控制信号的反相器提供第二控制信号。该反相器不仅执行提供两个互补的控制信号的功能，而且用作延迟元件，该延迟元件在电路中工作以改变电路中不同点处的电压波形的定时，以便降低同时处于高电平的栅极和漏极电压。

第一控制信号可以由第二反相器提供，该第二反相器接收作为输入的喷嘴控制输入。以这种方式，该电路可以接收常规驱动信号。

(第一)反相器的输出优选耦合到驱动晶体管的栅极，该反相器提供第二控制信号。由此，第二控制信号是正常的驱动信号。

优选地，第一和第二电容性元件各自具有与电压相关的电容。这使得电路中的每个电容器的作用取决于控制信号是上升沿还是下降沿。这种不对称对于接通-断开波形和对于断开-接通波形能使得电路改善电路操作。

优选地第一和第二电容性元件各自具有随着电容器端子之一上的电压的增加而增加的电容。可以将它们实施为 NMOS 电容器。

本发明还提供一种驱动喷墨打印头喷嘴的方法，所述喷嘴包括在电源线之间串联的加热元件和驱动晶体管，并且在其间的连接处具有节点，该方法包括：

将第一控制信号电容耦合到该节点；

将第二控制信号电容耦合到该节点，该第二控制信号是第一控制信号的互补和延迟形式；以及

使用第二控制信号来驱动驱动晶体管的栅极。

现在将参考附图详细说明本发明的实例，其中：

图 1 示意性示出第一公知的打印头结构；

图 2 示意性示出第二公知的打印头结构；

图 3 是打印头喷嘴驱动电路的示意性电路图；  
图 4 示出在开关期间图 3 的驱动晶体管的栅极和漏极电压；  
图 5 更详细地示出图 4 的导通过程；  
图 6 示意性示出使用 NMOS 电容器的本发明电路；  
图 7 示出当加热器接通时图 6 中的电路的瞬态转换特性；  
图 8 示出当加热器断开时图 6 中的电路的瞬态转换特性；以及  
图 9 示出在图 6 的电路中使用的电容器的源极和漏极电压为 0V 的情况下栅极电容与栅极电压的函数关系。

本发明提供一种喷墨打印头加热器电路，其中将第一和第二电容性元件用于在加热元件和驱动晶体管之间的连接处将第一和第二互补控制信号耦合到电路中。这些电容器改变开关特性，以便减小在驱动晶体管的栅极和漏极上同时出现的高压。

图 6 示出本发明的喷嘴加热器电路。而且，该电路包括在电源线 20、22 之间串联的加热元件 12 和驱动晶体管 14，并且在连接处具有节点 23。

第一电容性元件 50 耦合在第一控制信号 52 和节点 23 之间，并且第二电容性元件 54 耦合在第二控制信号 56 和节点 23 之间，该第二控制信号 56 与第一控制信号 52 互补。第二控制信号是施加到晶体管 14 的栅极的信号。

借助于第一缓冲反相器 58，由电路的单个输入产生以 52 和 56 表示的两个互补控制信号。为了将常规（而不是反相的）控制信号提供给电路，将第二缓冲反相器 60 设置在电路输入 62 和第一缓冲反相器 58 之间。

以这种方式，将缓冲器链 60、58 用于驱动晶体管栅极。将缓冲器链连接到常规逻辑电路，该逻辑电路为晶体管提供打印控制信号。

将电容性元件 50、54 实施为源极和漏极连接在一起的 NMOS 电

容。信号 52 连接到 NMOS 电容器 50 的源极 / 漏极，而信号 56 连接到 NMOS 电容器 54 的栅极。两个 NMOS 电容器的另一个端子连接到节点 23。

无论逻辑信号怎样改变，这些电容器都将负电荷耦合到晶体管 14 的漏极即节点 23 中。尤其，在电路开关操作的临界定时期间，将电容器设置成降低节点 23 的电压。可以优化电路，从而在节点 23 处发生足够的电压降低，这防止晶体管的电退化。

第一和第二电容性元件 50、54 各自具有与电压相关的电容。这使得电路中的每个电容器的作用取决于控制信号是上升沿还是下降沿。这种不对称使电路能提高对于接通—断开波形和对于断开—接通波形的电路操作，如通过以下讨论这将是显而易见的。NMOS 电容器具有随着电容器端子之一上的电压增加而增加的电容。

图 7 和 8 示出对于玻璃上的 LTPS 晶体管工艺的图 6 的电路操作的模拟结果，其中阈值电压对于 n 型和 p 型晶体管分别约为 2V 和 -2V。电源轨电压  $V_{DD}$  以及输入 62 处的高逻辑电压电平是 20V。加热器的电阻是  $1k\Omega$ ，并且选择晶体管的宽度使得当栅极为 20V 时大约 90% 的  $V_{DD}$  加在电阻上。因此，由加热器消耗的功率大约为 0.4W。

图 7 示出导通过程的瞬态分析。

曲线 30 和 32 表示常规电路（图 3 中的）的漏极和栅极电压，而曲线 300 和 320 表示本发明电路（图 6 中的）的漏极和栅极电压。

在没有本发明电容性元件的情况下，漏极电压保持在 20V，并且仅在栅极电压已经达到 3V 的时间点开始下降，其在 2V 的 TFT 阈值电压之上。当栅极电压已经增加到 6V，即已经达到阈值电压的三倍时，漏极电压仍处在 16V 的相对较高的值。根据 TFT 结构，6V 的栅极电压和 16V 的漏极电压的组合可以导致 TFT 的严重电退化。

本发明的电路能使漏极电压在栅极电压开始从其 0V 的初始值增加之前下降到约 11V。这一漏极电压的下降是由于电容器 50 的电容

耦合。

漏极电压保持在约 11V 上的时间很短，然后在 VG 刚好达到 5V 的时间点上下下降。因此，在本发明的电路中，可以获得分别为 5V 和 11V 的栅极和漏极电压，与在常规电路中上述值为 6V 和 16V 的情况相比其要低得多。

图 7 的模拟结果清楚地显示出电容耦合效应降低了在瞬态下栅极和漏极同时处于高电平值的程度。该降低导致 TFT 稳定性的提高，或者，换句话说允许电路在发生退化之前以较高的电压操作。

可以如下理解导通过程中的瞬态特性。在断开状态下，控制信号 52 为高。电容在开始时为低，这是因为此时信号 52 和节点 23 处于 20V（给出低的相对栅电压（gate voltage））。然而，一旦信号 52 下降，电容很快就变高。当该控制信号变为低时，电容器 50 将负电压耦合到节点 23。由于由缓冲反相器 58 引入的延迟，稍早在晶体管的栅极（节点 56）变为高之前该耦合将会发生。电容器 54 不会将任何电荷耦合到节点 23 中直到其沟道已经变为导通，一旦栅极电压超过源极 / 漏极电压的量大约等于 TFT 阈值电压，这种情况就会发生。换句话说，电容器 54 的电容在开关过程的前一半期间为低，在此期间，电容器 50 的电容为高并且将负电荷耦合到节点 23 中。由此防止漏极和栅极电压同时为高的发生。

图 8 示出断开过程中的瞬态分析。

再次地，曲线 30 和 32 表示常规电路（图 3 中的）的漏极和栅极电压，而曲线 300 和 320 表示本发明电路（图 6 中的）的漏极和栅极电压。

在常规电路中，也存在其中栅极和漏极电压同时处于相对高电平的重要区域。

然而，本发明的电路能使漏极电压 300 在栅极电压一开始降低时就降低。然后其达到接近 0V 的最小值，并且仅当栅极电压已经降到

4V 时返回到其初始值，在该点处稳定性不是问题。

可以如下解释该瞬态特性。在导通状态下，电容器 54 的栅极电压远远高于其沟道电压，这意味着在沟道中存在电荷，并且电容高。当栅极电压下降时，将负电荷从电容器 54 的沟道泵入到节点 23 中，导致漏极电压的最小值，如从图 8 中可以看到的那样。由于由缓冲反相器 58 引入的延迟，控制信号 52 在电容器 50 的栅极电压（节点 23）开始增加之前将变为高。这在节点 56 变化之前将电容器 50 转变为低状态。因此，由于在此时电容器 50 的电容相对较低，所以在晶体管截止时控制信号 52 的电压上升不会将正电压耦合到节点 23。

借助于电容器的电压相关特性，对于两种转换都能实现上述和图 7 和 8 所示的由电容耦合引起的电压降低，这使得对于每次转换其中一个相对于另外一个占支配地位。

NMOS 电容器的电容在图 9 中示出。在截止状态下电容为零，然后一旦栅电压达到亚阈值区域就急剧增加。

图 7 和 8 中的模拟结果清楚地显示出当晶体管使加热电阻器起作用和不起作用时两个 NMOS 电容器显著地降低漏极电压。这消除了晶体管的电退化并使得能够增加电压  $V_{DD}$ 。如上所述，如果可以增加  $V_{DD}$  而又不损害可靠性，则可以减小晶体管的宽度，并且这转变为相邻喷嘴节距的降低。已知对于固定功率在  $V_{DD}$  与晶体管宽度之间具有二次相关性，于是增加  $V_{DD}$  是非常有效的降低喷嘴节距的方式，这是热喷墨打印的关键技术问题之一。在此提出的 NMOS 电容器电路解决了该关键问题。或者，PMOS 电容器可以用于取得相同的效果。

上面已经详细地说明了单个电路。然而，本发明可以用不同的电路实施，并且更加广泛地提供了利用动态的与电压相关的电容器将相反变化的脉冲沿耦合到驱动电路概念以便减少栅极和漏极电压同时为高的发生。

对于本领域技术人员来说各种修改是显而易见的。

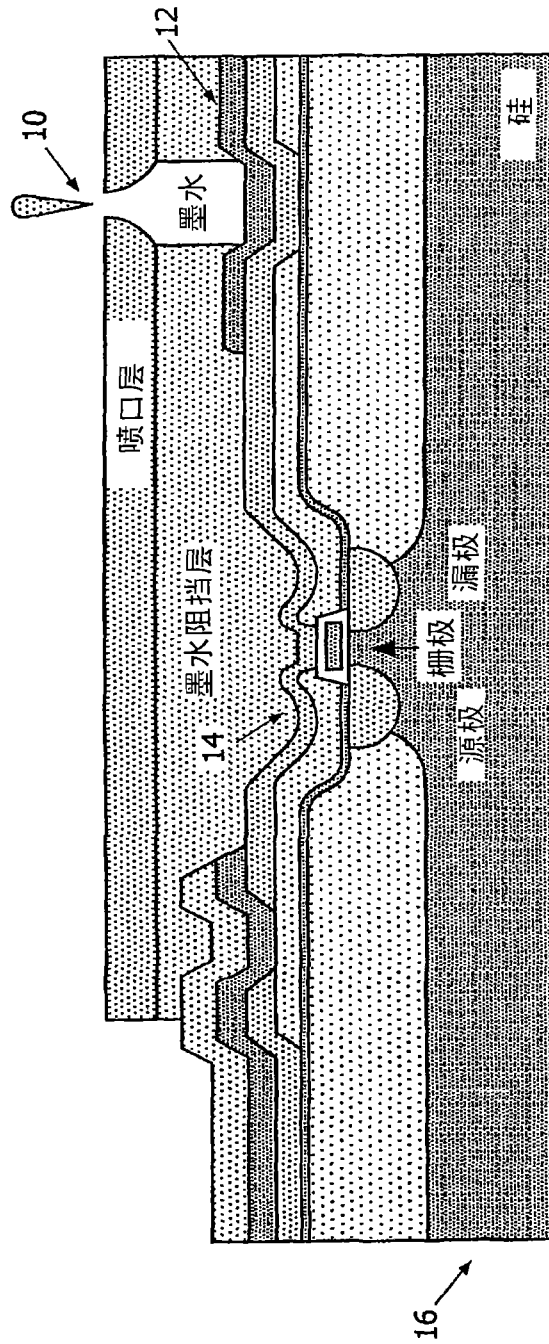


图1

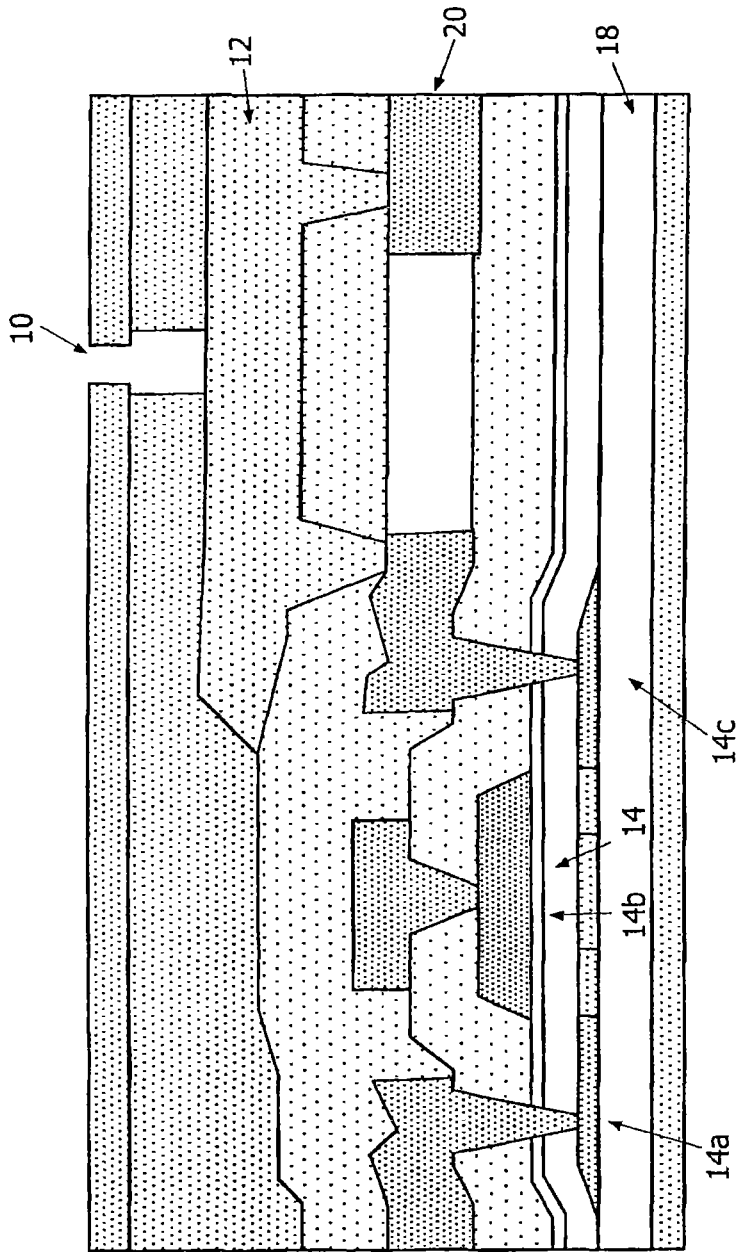


图2

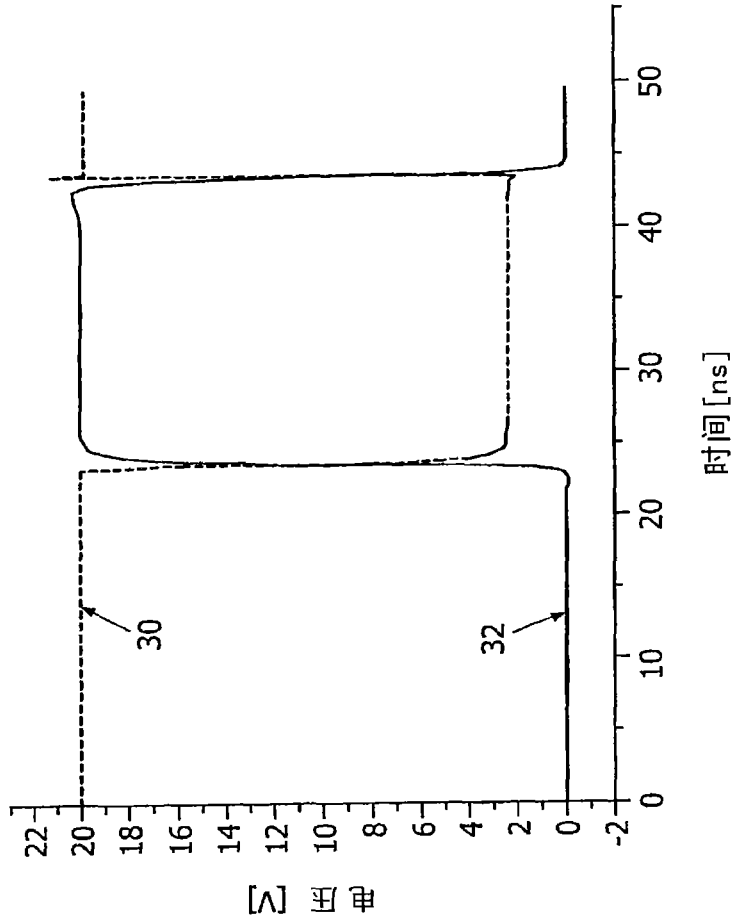


图4

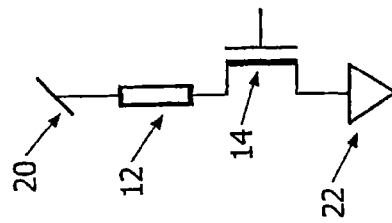


图3

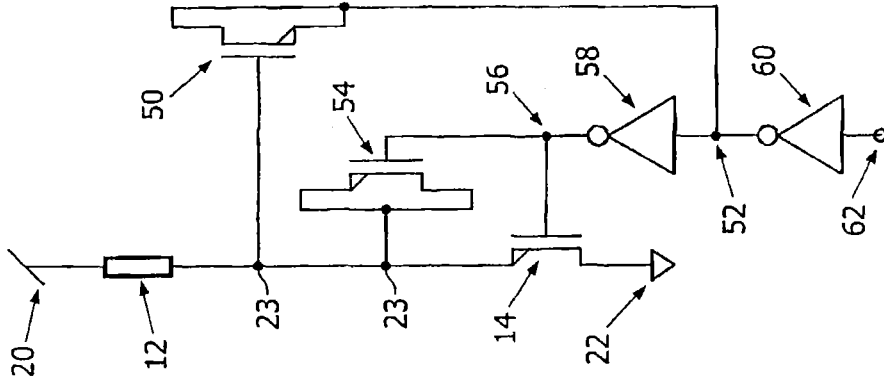


图6

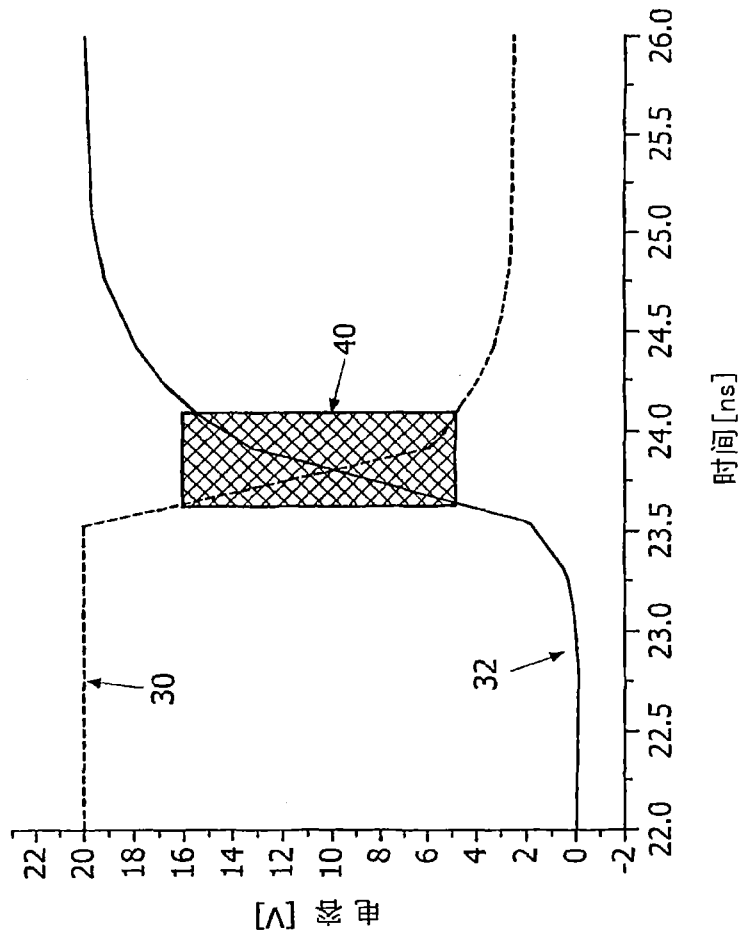


图5

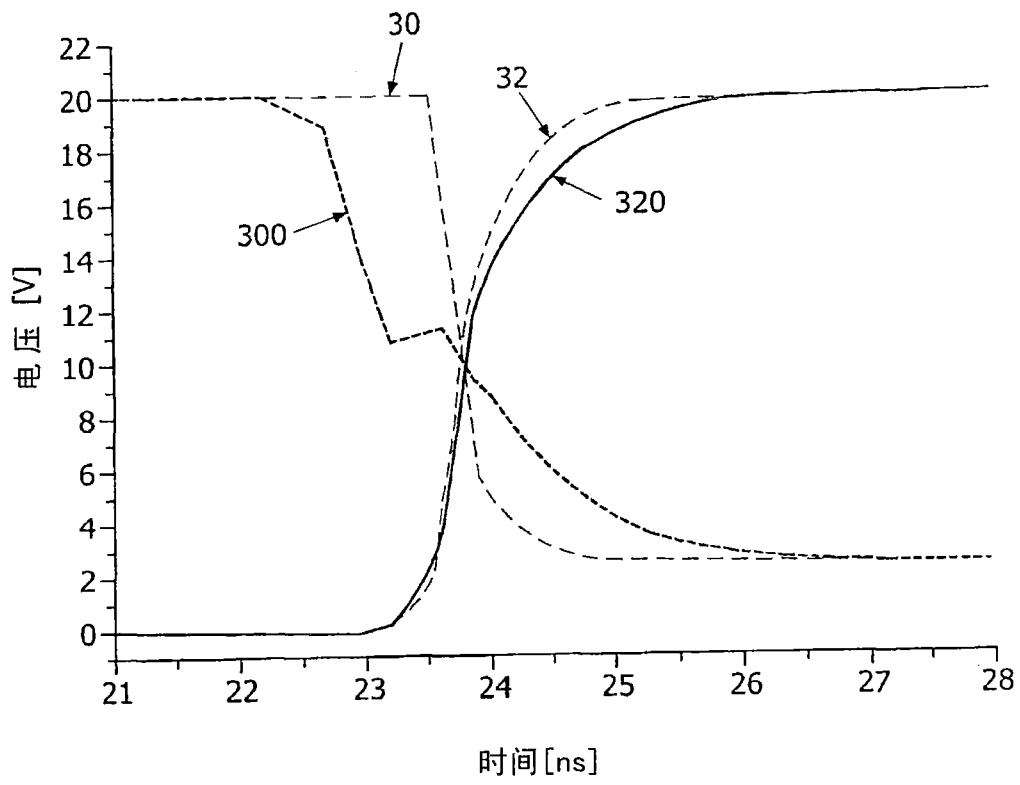


图7

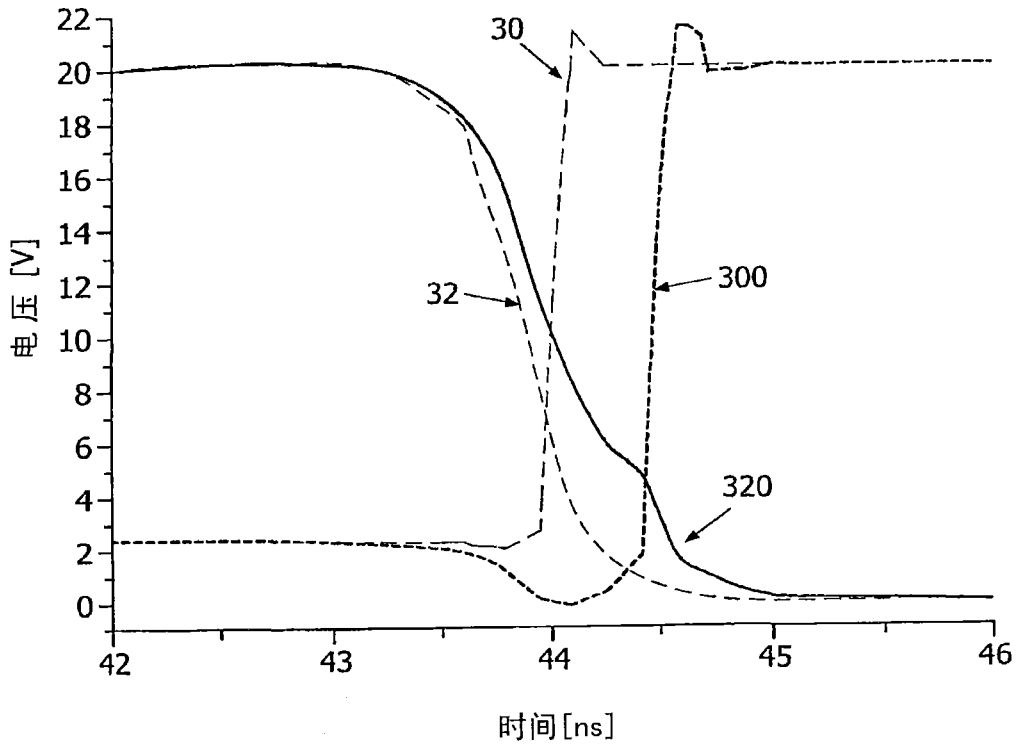


图8

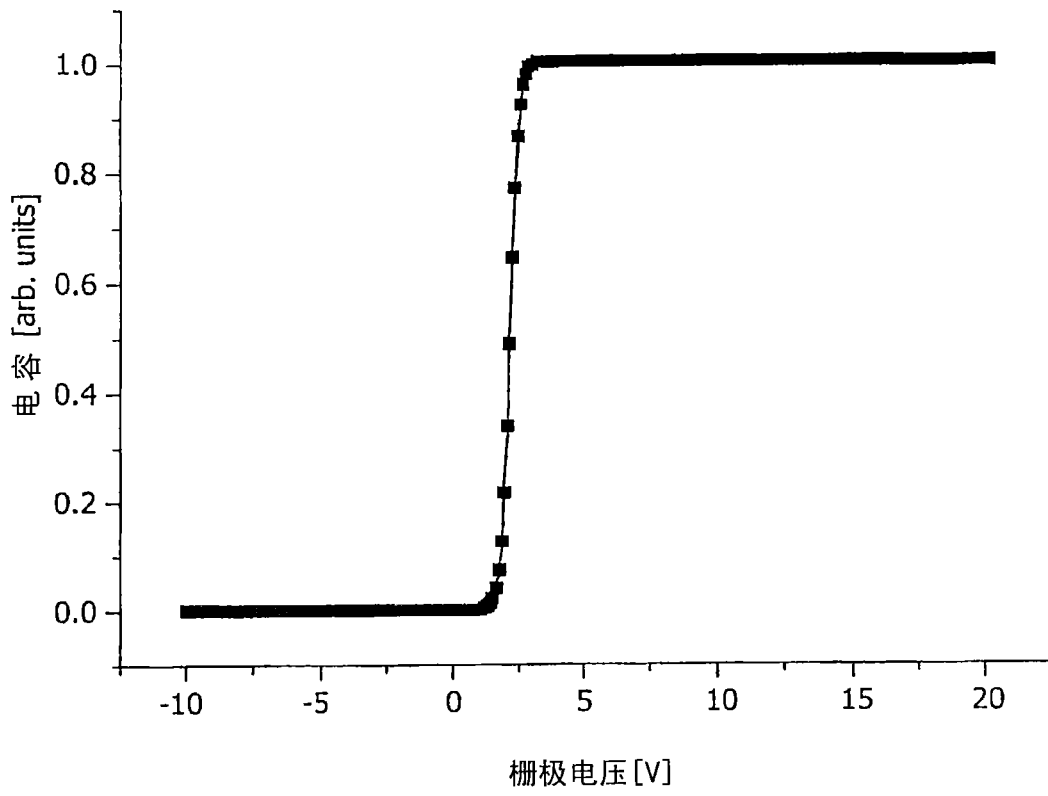


图9