

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510008066.6

[51] Int. Cl.

H03K 19/00 (2006.01)

H03K 19/0185 (2006.01)

G09G 3/36 (2006.01)

G02F 1/133 (2006.01)

[45] 授权公告日 2007 年 10 月 17 日

[11] 授权公告号 CN 100344062C

[22] 申请日 2001.3.14

[21] 申请号 200510008066.6

分案原申请号 01111656.0

[30] 优先权

[32] 2000.3.14 [33] JP [31] 71256/00

[73] 专利权人 株式会社半导体能源研究所

地址 日本神奈川县

[72] 发明人 浅见宗广

[56] 参考文献

JP8-79053A 1996.3.22

JP63-164526A 1988.7.7

US5467043A 1995.11.14

JP11-177409A 1999.7.2

US5191233A 1993.3.2

US5399915A 1995.3.21

审查员 李燕东

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 王忠忠

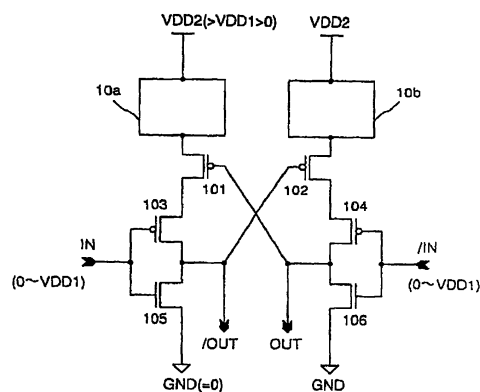
权利要求书 4 页 说明书 36 页 附图 18 页

[54] 发明名称

电平移动器

[57] 摘要

一种紧凑的电平移动器，它具有低功耗和快速的操作，能够容易地进行大差值的电压电平的电平转换。电压调整电路(10a)、p 沟道 MOS 场效应晶体管(PMOST)(103)和 n-沟道场效应晶体管(NMOST)(105)串联在两个电源之间。电压调整电路(10b)、PMOST(102)、PMOST(104)和 NMOST(106)串联在两个电源之间。在电平转换工作的过渡周期穿透电流流动期间，上述电压调整电路有效地减小电源电压，从而使大差值电压电平的电平转换能够容易地进行。



1. 一种电平移动器，它包括：

第一导电类型的第一 MOS 晶体管，其源极连接到第一电源，而第一输入信号输入到其栅极；

其导电类型与所述第一导电类型相同的第二 MOS 晶体管，其源极连接到所述第一电源，而第二输入信号输入到其栅极，其中所述第二输入信号是所述第一输入信号的反相信号；

不同于所述第一导电类型的第二导电类型的第三 MOS 晶体管，其漏极连接到所述第一 MOS 晶体管的漏极，而所述第一输入信号输入到其栅极；

导电类型与所述第二导电类型相同的第四 MOS 晶体管，其漏极连接到所述第二 MOS 晶体管的漏极，而所述第二输入信号输入到其栅极；

其导电类型与所述第二导电类型相同的第五 MOS 晶体管，其漏极连接到所述第三 MOS 晶体管的源极，而其栅极连接到所述第二 MOS 晶体管的漏极；

导电类型与所述第二导电类型相同的第六 MOS 晶体管，其漏极连接到所述第四 MOS 晶体管的源极，而其栅极连接到所述第一 MOS 晶体管的漏极；

连接在所述第五 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第一电压调整电路；和

连接在所述第六 MOS 晶体管的源极和所述第二电源之间的第二电压调整电路，

其中第一电压振幅的所述第一和第二输入信号被转换成第二电压振幅的信号，从而从所述第一 MOS 晶体管的漏极或所述第二 MOS 晶体管的所述漏极中的至少一个输出信号，以及

其中，所述第一或第二电压调整电路包括具有漏极和与该漏极相

连的栅极的 MOS 晶体管。

2. 按照权利要求 1 的电平移动器, 其特征在于: 所述第一电源的电压固定为 0V。

3. 按照权利要求 1 的电平移动器, 其特征在于: 所述电平移动器包括在有源矩阵型液晶显示器或发光显示装置中。

4. 按照权利要求 1 的电平移动器, 其特征在于: 所述电平移动器包括在由移动电话、摄像机、个人计算机、头带式显示器、电视机、便携式书、DVD 播放机、数字照相机和投影机构成的组中选定的一个中。

5. 一种电平移动器, 它包括:

第一导电类型的第一 MOS 晶体管, 其源极连接到第一电源, 而第一输入信号输入到其栅极;

其导电类型与第一导电类型相同的第二 MOS 晶体管, 其源极连接到所述第一电源, 而第二输入信号输入到其栅极, 其中所述第二输入信号是所述第一输入信号的反相信号;

其导电类型不同于第一导电类型的第二导电类型的第三 MOS 晶体管, 其漏极连接到所述第一 MOS 晶体管的漏极, 而其栅极连接到所述第二 MOS 晶体管的漏极;

导电类型与第二导电类型相同的第四 MOS 晶体管, 其漏极连接到所述第二 MOS 晶体管的漏极, 而其栅极连接到所述第一 MOS 晶体管的漏极;

连接在所述第三 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第一电压调整电路, 和

连接在所述第四 MOS 晶体管的源极和所述第二电源之间的第二电压调整电路,

其中第一电压振幅的所述第一和第二输入信号被转换成第二电压振幅的信号, 从而从所述第一 MOS 晶体管的漏极或所述第二 MOS 晶体管的漏极中的至少一个输出信号, 以及

其中, 所述第一或第二电压调整电路包括具有漏极和与该漏极相连的栅极的 MOS 晶体管。

6. 按照权利要求 5 的电平移动器, 其特征在于: 所述第一电源的电压固定为 0V。

7. 按照权利要求 5 的电平移动器, 其特征在于: 所述电平移动器包括在有源矩阵型液晶显示器或发光显示装置中。

8. 按照权利要求 5 的电平移动器, 其特征在于: 所述电平移动器包括在由移动电话、摄像机、个人计算机、头带式显示器、电视机、便携式书、DVD 播放机、数字照相机和投影机构成的组中选定的一个中。

9. 一种有源矩阵型显示器, 包括:

基片上的多个像素薄膜晶体管; 和

所述基片上的驱动电路, 用来驱动所述像素薄膜晶体管; 所述驱动电路包括至少一个电平移动器,

其中所述电平移动器包括:

第一导电类型的第一薄膜晶体管, 其源极连接到第一电源, 而第一输入信号输入到其栅极;

其导电类型与所述第一导电类型相同的第二薄膜晶体管, 其源极连接到所述第一电源, 而第二输入信号输入到其栅极, 其中所述第二输入信号是所述第一输入信号的反相信号;

不同于所述第一导电类型的第二导电类型的第三薄膜晶体管, 其漏极连接到所述第一薄膜晶体管的漏极, 而所述第一输入信号输入到其栅极;

导电类型与所述第二导电类型相同的第四薄膜晶体管, 其漏极连接到所述第二薄膜晶体管的漏极, 而所述第二输入信号输入到其栅极;

其导电类型与所述第二导电类型相同的第五薄膜晶体管, 其漏极连接到所述第三薄膜晶体管的源极, 而其栅极连接到所述第二薄膜晶

体管的漏极;

导电类型与所述第二导电类型相同的第六薄膜晶体管,其漏极连接到所述第四薄膜晶体管的源极,而其栅极连接到所述第一薄膜晶体管的漏极;

连接在所述第五薄膜晶体管的源极和第二电源之间的第一电压调整电路;和

连接在所述第六薄膜晶体管的源极和所述第二电源之间的第二电压调整电路,

其中第一电压振幅的所述第一和第二输入信号被转换成第二电压振幅的信号,从而从所述第一薄膜晶体管的漏极或所述第二薄膜晶体管的漏极中的至少一个输出信号,以及

其中,所述第一或第二电压调整电路包括具有漏极和与该漏极相连的栅极的薄膜晶体管。

10. 按照权利要求9的有源矩阵型显示器,其特征在于:所述第一电源的电压固定为0V。

11. 按照权利要求9的有源矩阵型显示器,其特征在于:所述有源矩阵型显示器是液晶显示器或发光显示装置。

12. 按照权利要求9的有源矩阵型显示器,其特征在于:所述有源矩阵型显示器是从包括移动电话、摄像机、个人计算机、头带式显示器、电视机、便携式书、DVD播放机、数字照相机和投影机的组中选择的一个。

电平移动器

本申请是申请号为 01111656.0, 申请日为 2001 年 3 月 14 日, 发明名称为“电平移动器”的原案申请的分案申请, 该原案申请的在先申请号为 JP71256/00, 在先申请日为 2000 年 3 月 14 日。

技术领域

本发明涉及用于以开关元件和排列成矩阵的象素来显示诸如图像等信息的图像显示装置(有源矩阵图像显示装置)驱动电路的电平移动器。

背景技术

近年来, 半导体制造技术日益精细化。另外, 由于诸如要求低功耗的便携式设备等普及的电子设备, 这些设备中使用的 LSI(大规模集成电路)变成 3.3V, 就是说, 3.3V 低电源电压驱动已经变成主流。另一方面, 在由于用作便携式终端、计算机等的显示器而当前大量需求的液晶显示器中, 液晶驱动是用 10 至 20V 电压振幅的信号进行的。于是就有必要至少提供一种在与其驱动电路电压振幅相应的高电源电压下工作的电路部分。

所以, 在控制器 LSI 的低电压振幅信号与驱动液晶显示器所需的高电压振幅信号之间, 用于进行电压振幅转换的电平移动器变得必不可少。

一般使用的传统的电平移动器示于图 23。这种电平移动器把电压振幅为 0 至 V_{DD1} (>0 , 例如 5V)的信号转换成电压振幅为 0 至 V_{DD2} (>0 , 例如 10V)的信号。。就是说, 这是一种使高电位侧平移同时低电平侧固定不变的电平移动器。其结构如下。P 沟道 MOS 晶体管(下文中简称为 PMOST)101 的源极和 PMOST 102 的源极中的每一个都连接到电源 V_{DD2} , 而 PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 103

的源极，同时 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 104 的源极。另外，PMOST 103 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 N 沟道 MOS 晶体管(下文中简称 NMOST)105 的漏极，PMOST 104 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到地电位(GND)(0V)。此外，输入信号(IN)馈送到 PMOST 103 的栅极和 NMOST 105 的栅极，同时输入信号(IN)的反相后的输入信号(/IN)分别馈送到 PMOST 104 的栅极和 NMOST 106 的栅极，从而从 NMOST 106 的漏极提取输出信号(OUT)。应该指出，上述输出信号的反相后的输出信号(/OUT)可以从 NMOST 105 的漏极取出。

应该指出，对于电源电压，在整个本说明书中，电源电压的 VDD# 表示为 VDD#(其中#表示号码)。另外，将把 GND，VDD1，VDD2，VDD3 和 VDD4 看作 5 种电源电压，而它们的关系按照电压电平满足 $VDD4 < VDD3 < GND < VDD1 < VDD2$ 。但是，为了简化说明，GND 电压设置为 0V。

下面将要解释所述传统电平移动器的例子的基本操作。当输入信号(IN)的电位为 VDD1 的“Hi”(高)时，NMOST 105 导通，而 PMOST 103 截止，从而把 GND 的“Lo”(低)电位馈送到 PMOST 102 的栅极，从而使 PMOST 102 导通。另一方面，反相输入信号(/IN)的电位为 GND 的“Lo”，于是，NMOST 106 截止，同时 PMOST 104 导通。所以，PMOST 102 和 104 都导通，于是输出电位被平移，从而使输出信号变为 VDD2 的“Hi”。应该指出，PMOST 101 变为截止，从而保证 PMOST 102 的栅极借助该电位维持在 GND 的“Lo”电平。

当输入信号(IN)的电位为 GND 的“Lo”时，图 23 中的电平移动器采取对称的结构。于是，与上述类似，可以理解，从输出端子(OUT)输出 GND(0V)的“Lo”电位。

相应地，具有 0 至 VDD1 电压振幅的信号因此被转换成具有 0 至 VDD2 电压振幅的信号。

接着，图 24 示出平移低电位侧而同时高电位侧固定不变的传统

电平移动器一个例子。这种电平移动器把具有 $VDD3(<0)$ 至 0 电压振幅的信号转换成具有 $VDD4(<VDD3)$ 至 0 电压振幅的信号。其结构如下。NMOST 107 的源极和 NMOST 108 的源极中的每一个都连接到电源 $VDD4$ ，而 NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 109 的源极，同时 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 110 的源极。另外，NMOST 109 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极，NMOST 110 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 PMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 $GND(0V)$ 。此外，输入信号(IN)馈送到 NMOST 109 的栅极和 PMOST 111 的栅极，同时输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)分别馈送到 NMOST 110 的栅极和 PMOST 112 的栅极，从而从 PMOST 112 的漏极提取输出信号(OUT)。应该指出，上述输出信号的反相输出信号(/OUT)可以从 PMOST 111 的漏极取出。

下面将要解释图 24 中所示的传统电平移动器的例子的基本操作。当输入信号(IN)的电位为 $VDD3$ 的“Lo”(低)时，PMOST 111 导通，而 NMOST 109 截止，从而把 GND 的“Hi”(高)电位馈送到 NMOST 108 的栅极，从而使 NMOST 108 导通。另一方面，反相输入信号(/IN)的电位为 GND 的“Hi”，于是，PMOST 112 截止，同时 NMOST 110 导通。所以，NMOST 108 和 110 都导通，于是该电位被平移，从而使输出信号变为 $VDD4$ 的“Lo”。应该指出，NMOST 107 变为 OFF，从而保证 NMOST 108 的栅极借助该电位维持 GND 的“Hi”电平。

当输入信号(IN)的电位为 GND 的“Hi”时，图 24 中的电平移动器采取对称的结构。于是，与上述类似，可以理解，从输出端子(OUT)输出 $GND(0V)$ 的“Hi”电位。

相应地，具有 $VDD3$ 至 0 电压振幅的信号因此被转换成具有 $VDD4$ 至 0 电压振幅的信号。

传统电平移动器的上述例子可以比较轻易地进行电压振幅差小

的信号之间的电平转换。但是，随着电压振幅之间的差值变大，该电平移动器变得难以完成电平转换，结果出现问题。下面就要解释这些问题。

尽管上面简单地解释了举例说明的传统的电平移动器的基本操作，但是，准确地说，只指出是否进行操作，操作时间决定于准备转换的电压振幅、晶体管的特性等。在图 23 所示的电平移动器中，例如，假定 $VDD1=5V$ ， $VDD2=15V$ ，PMOST 101 至 104 的阈电压为 $-2V$ ，而 NMOST 105 至 106 的阈电压为 $2V$ 。在这种情况下，以及在正常工作时的稳态下，若输入信号(IN)的电位从 $0V$ 的“Lo”变为 $5V$ 的“Hi”，则 NMOST 105 的栅极和源极之间的电压超过其阈电压，从而使 NMOST 105 导通。另一方面，因为 PMOST 103 的源极电位开始时是 $15V$ ，PMOST 103 的栅极和源极之间的电压为 $-10V$ ，超过其阈电压，于是 PMOST 103 也导通。PMOST 101 最初也处于 ON (导通)状态，所以渗透电流通过 PMOST 101，103 和 NMOST 105 在 $VDD2$ 和 GND 之间流动。PMOST 101 或 PMOST 103 未截止之前一直维持这个状态。结果，为了避免这种渗透电流，考虑 1)使 PMOST 101 截止的方法，和 2)使 PMOST 103 截止的方法。

1)使 PMOST 101 截止的方法

为了使 PMOST 101 截止，必须使 PMOST 102 和 104 导通，以便接收从连接到 PMOST 102 源极的电源 $VDD2$ 提供的电荷，从而把 PMOST 101 的栅极电位提高到 $13V$ 或更高。输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)的电位是 $0V$ 的“Lo”，于是 NMOST 106 截止，而 PMOST 104 导通。若 PMOST 102 导通，则 NMOST 106 截止。所以，PMOST 101 的栅极电位可以被迅速充电至 $15V$ ，而没有渗透电流流动。然而为了做到这一点，PMOST 102 的栅极电位必须低于 $13V$ ，就是说，必须通过 NMOST 105 把电荷从 PMOST 102 的栅极放电到 GND。但是，如上所述，由于渗透电流通过 PMOST 101，103 和 NMOST 105 流动，所以不宜从 PMOST 102 的栅极放电。结果，在渗透电流流动

的情况下设计 PMOST 101, 103 和 NMOST 105, 使得 NMOST 105 的漏极电位小于 13V, 则 PMOST 101 可以截止。

2)使 PMOST 103 截止的方法

为了使 PMOST 103 截止, 必须将其栅极和源极之间的电压提高到 -2V 或更高。因为输入信号(IN)的电位是 5V, 类似地, PMOST 103 的栅极电位是 5V。所以, PMOST 103 的源极电压必须降低到 7V 或更低。在这种情况下, 通过在渗透电流流动的条件下设计 PMOST 101, 103 和 NMOST 105, 使得 PMOST 103 的源极电位小于 7V, 则 PMOST 103 可以截止。

无论如何, 采用以上两种方法, PMOST 101, 103 和 NMOST 105 的设计都必须考虑导通电阻, 使得即使渗透电流流动, 电平转换也可以通过截断渗透电流的流动来进行。另外, 为了工作迅速, 必须抑制从连接到 PMOST 101 的源极的电源 VDD2 通过 PMOST 101 和 103 流到 PMOST 102 的栅极的电流。这与是否提高从 PMOST 102 的栅极通过 PMOST 105 流出到 GND 的电流有关。为了在 PMOST 102 导通之后迅速把输出(OUT)提高到 “Hi”, PMOST 102 和 104 的电流驱动能力也必须考虑在内。

至于输入信号(IN), 当其电位从 5V 的 “Hi” 变化到 0V 的 “Lo” 时, PMOST 101 和 102, PMOST 103 和 104, NMOST 105 和 106 的作用只是分别交换了。所以, 在上述操作中替换各个晶体管也是可以接受的。

相应地, 关于图 23 的示范的传统电平移动器, PMOST 101 至 104 具有最低的电流驱动能力, 因此, 这里的要点是把 PMOST 105 和 106 设计成使它们与 PMOST 101 和 104 相比具有较高的电流驱动能力。与此相应, 最好把 PMOST 105 和 106 的沟道宽度设计成随着电平转换用的具有大的差值的电压振幅变大而变得较大。但是, 电平移动器本身变大, 而且输入栅极电容也加大, 从而使较高电流的电路也变大。结果, 这使电路占用的面积增大。

关于图 24 的示范的传统电平移动器，也可以发现同样的问题。

发明内容

本发明是鉴于上述问题而作出的，因此，目的是提供一种新的电平移动器，它减小了操作的过渡周期期间渗透电流的流动造成的电力消耗，使具有大差值的电压振幅的电平转换易于进行，改善其操作速度，并因此抑制电路占用面积的增大。

按照本发明的一个方面，提供一种电平移动器，它包括：第一导电类型的第一 MOS 晶体管，其源极连接到第一电源，而第一信号输入到其栅极；和导电类型与第一导电类型相似的第三 MOS 晶体管，其源极连接到第一电源，而作为第一输入信号的反相信号的第二输入信号输入到其栅极。

另外，本发明的电平移动器具有：第二导电类型的第二 MOS 晶体管，其导电类型不同于第一导电类型，其漏极连接到第一 MOS 晶体管的漏极，而第一输入信号输入到其栅极；和导电类型与第二导电类型相似的第四 MOS 晶体管，其漏极连接到第二 MOS 晶体管的漏极，而第二输入信号输入到其栅极。

另外，本发明的电平移动器具有其导电类型类似于第二导电类型的第五 MOS 晶体管，其漏极连接到第三 MOS 晶体管的源极，而其栅极连接到第二晶体管的漏极；和导电类型与第二导电类型相似的第六 MOS 晶体管，其漏极连接到第四 MOS 晶体管的源极，而其栅极连接到第一 MOS 晶体管的漏极。

还有，本发明的电平移动器具有连接在所述第五 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第一电压调整电路，和连接在所述第六 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第二电压调整电路。

这种电平移动器把第一电压振幅的第一和第二输入信号转换成第二电压振幅的信号，从而从第一 MOS 晶体管的漏极或第二 MOS 晶体管的漏极中至少一个输出信号。在电平转换操作的过渡周期期间，所述 2 个电压调整电路调节第五 MOS 晶体管的源极电位和第六

MOS 晶体管的源极电位，使具有大差值的电压振幅的电平转换易于进行，进而解决上述问题。

按照本发明的另一方面，提供一种电平移动器，它包括：第一导电类型的第一 MOS 晶体管，其源极连接到第一电源，而第一输入信号输入到其栅极；和其导电类型类似于第一导电类型的第二晶体管，其源极连接到第一电源，而作为第一输入信号的反相信号的第二信号输入到其栅极。

另外，所述电平移动器具有：第二导电类型的第三 MOS 晶体管，其导电类型不同于第一导电类型，其漏极连接到第一 MOS 晶体管的漏极，而其栅极连接到第二 MOS 晶体管的漏极；和导电类型与第二导电类型相似的第四 MOS 晶体管，其漏极连接到第二 MOS 晶体管的漏极，而其栅极连接到第一 MOS 晶体管的漏极。

还有，所述电平移动器具有连接在所述第三 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第一电压调整电路，和连接在所述第四 MOS 晶体管的源极和第二电源之间的第二电压调整电路。

这种电平移动器把第一电压振幅的第一和第二输入信号转换成第二电压振幅的信号，从而从第一 MOS 晶体管的漏极或第二 MOS 晶体管的漏极中至少一个输出信号。在电平转换操作的过渡周期期间，所述 2 个电压调整电路调节第三 MOS 晶体管的源极电位和第四 MOS 晶体管的源极电位，使具有大差值的电压振幅的电平转换易于进行，进而解决上述问题。

上述电压调整电路可以具有其漏极和栅极连接在一起的 MOS 晶体管。

另外，上述电压调整电路可以是一个具有含多晶硅层或用杂质元素掺杂的硅层的电阻的电路。

此外，上述电压调整电路可以是包括其栅极上加有恒定电压的 MOS 晶体管的电路。

附图说明

从结合附图进行的以下的描述，本发明的上述和其他目的和特征将变得更加显而易见，附图中：

图 1 是表示按照本发明实施例模型 1 的电平移动器的视图；

图 2 是表示按照本发明实施例模型 2 的电平移动器的视图；

图 3 是表示按照本发明实施例模型 3 的电平移动器的视图；

图 4 是表示按照本发明实施例模型 4 的电平移动器的视图；

图 5 是表示按照本发明实施例 1 的电平移动器的视图；

图 6 是表示按照实施例 1 的电平移动器和示范的传统的电平移动器操作对比的模拟结果的曲线图；

图 7A 和 7B 是表示按照实施例 1 的电平移动器和示范的传统的电平移动器操作滞后时间对比的模拟结果的曲线图；

图 8 是表示按照本发明实施例 2 的电平移动器的视图；

图 9 是表示按照本发明实施例 3 的电平移动器的视图；

图 10 是表示按照实施例 3 的电平移动器和示范的传统的电平移动器操作对比的模拟结果的曲线图；

图 11 是表示按照本发明实施例 4 的电平移动器的视图；

图 12 是表示按照本发明实施例 5 的电平移动器的视图；

图 13 是表示按照本发明实施例 6 的电平移动器的视图；

图 14 是表示按照本发明实施例 7 的电平移动器的视图；

图 15 是表示按照本发明实施例 8 的电平移动器的视图；

图 16A 至 16C 是表示 TFT 制造过程的剖面图；

图 17A 至 17C 是表示 TFT 制造过程的剖面图；

图 18 是表示有源矩阵基片的剖面图的示意图；

图 19 是表示有源矩阵液晶显示装置的剖面结构的示意图；

图 20A 至 20F 是表示使用本发明的电子设备的例子的示意图；

图 21A 至 21D 是表示使用本发明的电子设备的例子的示意图；

图 22A 至 22D 是表示投影仪型液晶显示装置结构的示意图；

图 23 是表示示范的传统的电平移动器的视图；而

图 24 是表示示范的传统的电平移动器的视图。

具体实施方式

下面将参照附图描述本发明各实施例模型。应该指出，为了简化与示范的传统电平移动器的对比，在以下各实施例模型的描述中，对于与传统例子的各个组件对应的晶体管等使用相同的标号。

[实施例模型 1]

在实施例模型 1 中，将描述图 1 所示的采取移动信号的高电位侧并固定其低电位侧的结构的电平移动器。在这种电平移动器结构中，用于当电流流动时产生电位差的头两个元件或电路(10a, 10b)(以下称作电压调整电路)连接到电源 $VDD2(>VDD1>0)$ 。电压调整电路 10 至少具有两个端子，其中第一端子连接到电源 $VDD2$ ，而第二端子则连接到 PMOST 的源极。在图 1 中，第一电压调整电路 10a 的第二端子连接到 PMOST 101 的源极，而第二电压调整电路 10b 的第二端子连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 103 的源极，而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 104 的源极。此外，PMOST 103 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 NMOST 105 的漏极，而 PMOST 104 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 0 至 $VDD1$ 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 PMOST 103 的栅极和 NMOST 105 的栅极，具有同样电压振幅的该输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)分别馈送到 PMOST 104 的栅极和 NMOST 106 的栅极，以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，可从 NMOST 105 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。这个电平移动器与传统电平移动器的差别在于两个电压调整电路 10a 和 10b 连接到电源 $VDD2$ 和 PMOST 101 和 102 之间。

由于这些电压调整电路 10a 和 10b 的缘故，当电平转换的过渡周期期间出现的渗透电流流动时，PMOST 101 和 102 的源极电位减

小到电源电压 $VDD2$ 以下。结果，具有大差值电压振幅的电平转换操作得以轻易地完成。若电平转换得以轻易地完成，则电平转换操作也变得快速，结果缩短了渗透电流的流动时间，就是说，在减小电力消耗方面也是有效的。

[实施例模型 2]

在实施例模型 2 中，将描述图 2 所示的采取移动信号的低电位侧并固定其高电位侧的结构电平移动器。在这种电平移动器结构中，与实施例模型 1 相似，两个电压调整电路 10c 和 10d 的第一端子首先连接到电源 $VDD4(<VDD3<0)$ 。第一电压调整电路 10c 的第二端子连接到 NMOST 107 的源极，而第二电压调整电路 10d 的第二端子连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 109 的源极，而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 110 的源极。此外，NMOST 109 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极，而 NMOST 110 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 PMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 GND(0V)。另外，而具有 $VDD3$ 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 109 的栅极和 PMOST 111 的栅极，具有同样电压振幅的该输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)分别馈送到 NMOST 110 的栅极和 PMOST 112 的栅极，以便从 PMOST 112 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，从 PMOST 111 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。这个电平移动器与传统电平移动器的差别在于两个电压调整电路 10c 和 10d 连接到电源 $VDD4$ 并且连接在 NMOST 107 和 108 的源极之间。

由于这些电压调整电路 10c 和 10d 的缘故，当在电平转换操作的过渡周期期间出现的渗透电流流动时，NMOST 107 和 108 的源极电位提升到电源电压 $VDD4$ 以上。结果，具有大差值的电压振幅的电平转换操作得以轻易地完成。若电平转换得以轻易地完成，则电平转换操作也变得快速，结果缩短了渗透电流的流动时间，就是说，

在减小电力消耗方面也是有效的。

[实施例模型 3]

在实施例模型 3 中，将解释图 3 所示的采取移动信号的高电位侧并固定其低电位侧的结构的不同于实施例模型 1 的电平移动器。在这种电平移动器结构中，类似于实施例模型 1，2 个电压调整电路 10a，10b 的第一端子连接到电源 $VDD2(>VDD1>0)$ 。第一电压调整电路 10a 的第二端子连接到 PMOST 101 的源极，而第二电压调整电路 10b 的第二端子连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 NMOST 105 的漏极，而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 0 至 $VDD1$ 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 105 的栅极，并且输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 NMOST 106 的栅极，以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，从 NMOST 105 的漏极可以取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。去掉实施例模型 1 中 PMOST 103 和 104 的结构是实施例模型 3 中的电平移动器的结构。应该指出，与实施例模型 1 的对应的组件使用了相同的标号，为的是简化 2 种电平移动器之间的比较。

由于这些电压调整电路 10a 和 10b 的缘故，当电平转换的过渡周期期间出现的渗透电流流动时，PMOST 101 和 102 的源极电位减小到电源电压 $VDD2$ 以下。结果，具有大差值电压振幅的电平转换操作得以轻易地完成。若电平转换得以轻易地完成，则电平转换操作也变得快速，结果缩短渗透电流的流动时间，就是说，在减小电力消耗方面也是有效的。另外，与实施例模型 1 相比，晶体管数目可以减少。

[实施例模型 4]

在实施例模型 4 中，将描述图 4 中所示的采取移动信号的低电

位侧并固定其高电位侧但不同于实施例模型 2 的结构电平移动器。在这种电平移动器结构中，与实施例模型 2 相似，两个电压调整电路 10c 和 10d 的第一端子首先连接到电源 $VDD4(<VDD3<0)$ 。第一电压调整电路 10c 的第二端子连接到 NMOST 107 的源极，而第二电压调整电路 10d 的第二端子连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极，而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 PMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 $VDD3$ 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 111 的栅极，而具有同样电压振幅的输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)馈送到 NMOST 112 的栅极，以便从 PMOST 112 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，可以从 PMOST 111 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。去掉实施例模型 2 中的 NMOST 109 和 110 的结构便是实施例模型 4 的结构。应该指出，与实施例模型 2 的对应的组件使用了相同的标号，为的是简化 2 种电平移动器之间的比较。由于这些电压调整电路 10c 和 10d 的缘故，当电平转换的过渡周期期间出现的渗透电流流动时，NMOST 107 和 108 的源极电位提升到电源电压 $VDD4$ 以上。结果，具有大差值电压振幅的电平转换操作得以轻易地完成。若电平转换得以轻易地完成，则电平转换操作也变得快速，结果缩短渗透电流的流动时间，就是说，在减小电力消耗方面也是有效的。另外，与实施例模型 2 相比，晶体管数目可以减少。

实施例

以下将参照附图描述本发明的各个实施例。

[实施例 1]

在实施例 1 中将解释图 5 中一种移动信号的高电位侧并固定其低电位侧的电平移动器。应该指出，实施例 1 是详细说明关于实施例模型 1 的电压调整电路具体实例的实施例。此外，实施例 1 的电

平移器是图 23 中传统例子的改造型，因此，与各个部件对应的晶体管等使用了相同的标号。实施例 1 的电平移器结构如下。PMOST 113 的源极和 PMOST 114 的源极每一个都连接到电源 VDD2，而 PMOST 113 的栅极和漏极连接到 PMOST 101 的源极，同时 PMOST 114 的栅极和漏极连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 103 的源极，而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 104 的源极。此外，PMOST 103 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 NMOST 105 的漏极，而 PMOST 104 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 0 至 VDD1 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 PMOST 103 的栅极和 NMOST 105 的栅极，并且具有同样电压振幅的输入信号(IN)的反相输入信号(/IN)馈送到 PMOST 104 的栅极和 NMOST 106 的栅极，以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，可以从 NMOST 105 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。实施例 1 的电平移器与传统例子的差别在于加上了 PMOST 113 和 114。

下面将解释实施例 1 电平移器的操作。但是，晶体管 101 至 106 起与传统例子相同的作用，因此其解释从简。主要解释加上 PMOST 113 和 114 之后操作如何变化。

在图 5 的电平移器中，假定对于 VDD1=5V，VDD2=15V 的例子，PMOST 101 至 104 以及 113 和 114 的阈电压为-2V，而 NMOST 105 和 106 的阈电压为 2V。首先，考虑输入信号(IN)的电位为 0V 的“Lo”，就是说，在这些条件下的稳态。在此时刻，PMOST 101 和 103 导通，而 NMOST 105 截止，因此来自电源 VDD2 的电位向 PMOST 102 的栅极充电。但是，由于 PMOST 113 不变地工作在饱和区域下，所以在充电完毕的稳态下，PMOST 101 的源极电位变为 13V，这是从 VDD2 的 15V 电位只减去 PMOST 113 的阈电压的绝对值而得到的。因此，PMOST 102 的栅极电位(反相输出电压(/OUT))也变成 13V 的

“Hi”。另一方面, PMOST 102 截止, 而 NMOST 106 导通, 从而 PMOST 101 的栅极电位(输出信号(OUT))为 0V 的 “Lo”。于是, PMOST 102 的源极电位变为 13V, 类似于 PMOST 101 的源极电位。

接着, 考虑当输入信号(IN)的电位从这种状态变成 5V 的 “Hi” 时发生什么情况。此刻也与上述类似, PMOST 101, 103 和 NMOST 105 在输入信号改变之后立即导通。因此, 渗透电流试图在连接到电源 VDD2 的 PMOST 113 源极和连接到 GND 的 NMOST 105 的源极之间流动。但是, 因为有工作在饱和区的 PMOST 113, PMOST 113 的源极和漏极之间的电压进一步增大(在下文中增大的量用 $\Delta 1$ 表示)至电流试图流动的量, 而 PMOST 101 的源极电位进一步降低到 $(13 - \Delta 1)V$ 。因此, 在传统例子的电平移动器中, 类似地可以得到电源电压 VDD2 从 15V 降低到 $(13 - \Delta 1)V$ 的作用。 $\Delta 1$ 随着渗透电流增大而增大, PMOST 101 的源极电位亦与此相应地减小。于是, PMOST 101 和 103 可以轻易地截止, 从而电平移动器这样工作, 使得渗透电流被截断。或者, 若渗透电流小, 则从 PMOST 102 的栅极通过 NMOST 105 放电的电流将占优势, 从而使 PMOST 102 立即导通。于是, PMOST 101 的栅极被充电到 13V, 结果使这个晶体管截止。所以, 它具有使 PMOST 113 的电平转换变得轻易的作用。

这些状态可以从图 6 中所示的模拟结果得到证实。用轮廓线表示的示范的传统的电平移动器的结果也同时示于图中。应该指出, 模拟中使用的晶体管的主要参数设置如下: 所有 PMOST 的阈电压和迁移率分别设置为 -2V 和 $100\text{cm}^2/\text{Vs}$; 所有 NMOST 的阈电压和迁移率分别设置为 2V 和 $100\text{cm}^2/\text{Vs}$; 另外, 晶体管的沟道长度设置为 $4\ \mu\text{m}$ 。至于其沟道宽度, PMOST 101 至 104 设置为 $10\ \mu\text{m}$, NMOST 105 至 106 设置为 $30\ \mu\text{m}$, PMOST 113 至 114 设置为 $20\ \mu\text{m}$ 。还应指出, V_{S101} 表示 PMOST 101 的源极电位, 而 I_1 则表示在 PMOST 113 的源极和漏极之间流动的电流。于是, 显然, 在这个电平移动器中, 与传统例子相比, 电平转换的工作速度已经改善, 已经使渗透电流变

小,从而使电力消耗减小。

在改变 NMOST 105 和 106 的沟道宽度(W)(其他条件与上述相同)的情况下,通过模拟获得从输入信号(IN)上升 50%起到输出信号(OUT)上升至 7.5V(设置为 15V 的 50%)为止的延迟时间(T_d)并示于图 7A。与传统的例子相比,图中示出即使 NMOST 105 和 106 的沟道宽度减小了约 $20\text{ }\mu\text{m}$,仍能完成类似的操作。所以,电路占用的面积几乎没有由于增加 PMOST 113 和 114 而增大。

图 7B 中所示是改变电源电压 V_{DD2} 时延迟时间(T_d)的模拟结果。但是,在这种情况下,延迟时间是指从输入信号(IN)上升 50%的时刻起到输出信号(OUT)上升至电源电压 V_{DD2} 的 50%的时刻为止的延迟时间。在这种情况下模拟中使用的晶体管的迁移率和阈值与上述相同。关于沟道宽度,PMOST 101 至 104 设置为 $10\text{ }\mu\text{m}$,NMOST 105 和 106 设置为 $20\text{ }\mu\text{m}$,而 PMOST 113 和 114 设置为 $10\text{ }\mu\text{m}$ 。传统例子的模拟结果也示于图 7B,以供比较。但是,在传统的例子中,NMOST 105 和 106 的沟道宽度设置为 $30\text{ }\mu\text{m}$,只有加到实施例 1 中的 PMOST 113 和 114 的一部分在相同的条件下占用面积增大。正如在图中看到的,对于示范的传统电平移动器,具有大差值电压振幅的电平转换困难,而实施例 1 的电平移动器却可以轻易完成。另外,在示范的传统电平移动器中,若电源电压 V_{DD2} 增大,则有电平转换突然失败的趋势。但是,本发明的电平移动器在这一点上却是宽容的,可以认为,本发明的电平移动器对于晶体管特性波动也是强壮的。

当输入信号(IN)的电位从 5V 的“Hi”变化到 0V 的“Lo”时,PMOST 113 和 114、PMOST 101 和 102、PMOST 103 和 104 以及 NMOST 105 和 106 各自的作用只是相互调换。所以,若替换各个晶体管,则上述操作也可以接受。

[实施例 2]

在实施例 2 中还将解释一种移动信号的高电位侧并固定其低电

位侧的不同的电平移动器例子。如图 8 所示, 实施例 2 的电平移动器是这样的电平移动器: 其中把实施例 1 中的 PMOST 113 和 114 分别换成 NMOST 115 和 116, 并且它们的栅极连接到电源 VDD2。应该指出, 实施例 2 也是详细说明关于实施例模型 1 的电压调整电路的具体例子的实施例。另外, 实施例 2 的电平移动器是图 23 中所示例子传统电平移动器的改造型, 因而对于与各自部分对应的晶体管采用相同的标号。

实施例 2 的电平移动器结构如下。NMOST 115 的漏极和栅极以及 NMOST 116 的漏极和栅极每一个都连接到电源 VDD2, 而 NMOST 115 的源极连接到 NMOST 101 的源极, 同时 NMOST 116 的源极连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 103 的源极, 而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 104 的源极。此外, PMOST 103 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 NMOST 105 的漏极, 而 PMOST 104 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外, 具有 0 至 VDD1 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 PMOST 103 的栅极和 NMOST 105 的栅极, 输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 PMOST 104 的栅极和 NMOST 106 的栅极, 以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出, 可以从 NMOST 105 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。实施例 2 的电平移动器与传统例子的差别在于加上了 NMOST 115 和 116。

在实施例 2 的电平移动器中, 尽管实施例 1 中的 PMOST 113 和 114 的作用被 NMOST 115 和 116 代替, 但是其操作与实施例 1 基本相同。所以, 实施例 2 的电平移动器把具有 0 至 VDD1 电压振幅的信号转换成具有 0 至 $(VDD2 - V_{th1})$ 电压振幅的信号。这里, V_{th1} 表示 NMOST 115 或 116 的阈值。

于是, 类似于实施例 1, 实施例 2 的电平移动器可以轻易地完成

具有大电平差的电平转换，其操作速度得以提高。此外，渗透电流小，所以在减小电力消耗上是有效的。另外，实施例 2 的电平移动器对于晶体管特性波动也是强壮的。在实施例 2 中，通过这样制造晶体管、使得 NMOST 的阈电压比 PMOST 的阈电压的绝对值小，对于把输出信号输入到下一级的逻辑电路的 PMOST 的截止，实施例 2 的电平移动器可以具有适当的余量。

[实施例 3]

在实施例 3 中将解释图 9 中所示的移动信号的低电位侧并固定其高电位侧的电平移动器。应该指出，实施例 3 是详细说明关于实施例模型 2 的电压调整电路的具体例子的实施例。另外，实施例 3 的电平移动器是图 24 中所示示范的传统电平移动器的改造型，因而对于与各自部分对应的晶体管等采用相同的标号。

实施例 3 的电平移动器的结构如下。NMOST 117 的源极和 NMOST 118 的源极每一个都连接到电源 VDD4，而 NMOST 117 的栅极和漏极连接到 NMOST 107 的源极，同时 NMOST 118 的栅极和漏极连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 109 的源极，而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 110 的源极。此外，NMOST 109 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极，而 NMOST 110 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 NMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 VDD3 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 109 的栅极和 PMOST 111 的栅极，而该输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)分别馈送到 NMOST 110 的栅极和 PMOST 112 的栅极，以便从 PMOST 112 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，可以从 PMOST 111 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。实施例 3 的电平移动器与传统例子的差别在于加上了 NMOST 117 和 118。

接着将解释实施例 3 电平移动器的操作，但是，晶体管 107 至 112

完成的作用与传统的例子相同，所以其解释从简。主要将解释加上 PMOST 117 和 118 之后操作如何变化。

在图 9 所示的电平移动器中，例如假定 $VDD3 = -5V$ ， $VDD4 = -15V$ ，NMOST 107 至 110 以及 117 和 118 的阈电压为 2V，而 PMOST 111 和 112 的阈电压为 -2V。首先，考虑输入信号的电位为 0V 的“Hi”，就是说，在这些条件下的稳态。此时，NMOST 107 和 109 导通，而 PMOST 111 截止，所以，存储在 NMOST 108 栅极上的电荷向电源 $VDD4$ 放电。但是，因为 NMOST 117 不变地工作在饱和区，所以在放电完成的稳态下，NMOST 107 的源极电位变为 -13V，这是通过把 NMOST 117 的阈电压加在电源电压 $VDD4$ 的电位 -15V 上获得的。所以 NMOST 108(反相输出信号(/OUT))的栅极电位也变为 -13V 的“Lo”。另一方面，NMOST 108 截止，而 PMOST 112 导通，从而使 NMOST 107(输出信号 OUT)的栅极电位为 0V 的“Hi”。于是，NMOST 108 的源极电位变为 -13V，与 NMOST 107 相似。

接着，考虑当输入信号(IN)的电位从这种状态变化到 -5V 的“Lo”时发生什么情况。此时，与上述类似，NMOST 107 和 109 以及 PMOST 111 在输入信号改变之后立即导通。所以渗透电流将试图在连接到 GND 的 NMOST 111 的源极和连接到 GND 的 PMOST 111 的源极之间流动。但是，因为有工作在饱和区的 NMOST 117，所以 NMOST 117 源极和漏极之间的电压进一步变大到试图流动的电流的量(下文中增大的量用 Δ_2 表示)，NMOST 107 的源极电位进一步缩小到 $-(13 - \Delta_2)$ 。因此，在示范的传统电平移动器中，可以类似地得到电源电压 $VDD4$ 从 -15V 增大到 $-(13 - \Delta_2)V$ 的效果。 Δ_2 随着渗透电流增大而增大，而 NMOST 107 的源极电位也相应增大。于是，NMOST 107 和 109 可以轻易地截止，从而，电平移动器这样工作，使得截断渗透电流。或者，若渗透电流小，则通过 PMOST 111 给 NMOST 108 的栅极充电的电流占优势，从而使 NMOST 108 立即导通。于是，NMOST 107 的栅极被充电到 -13V，结果该晶体管截止。所以，它有使 NMOST 117

的电平转换变得轻易的作用。

其状态可以从图 10 中所示的模拟结果得到证实。示范的传统电平移动器的结果也同时用轮廓线示于图中。应该指出,用于模拟中的晶体管的主要参数设置如下:所有 PMOST 的阈电压和迁移率均分别设置为-2V 和 $100\text{cm}^2/\text{Vs}$;所有 NMOST 的阈电压和迁移率均分别设置为 2V 和 $100\text{cm}^2/\text{Vs}$ 。另外,晶体管的所有沟道长度均设置为 $4\text{ }\mu\text{m}$ 。关于沟道宽度,NMOST 107 和 110 设置为 $10\text{ }\mu\text{m}$,PMOST 111 和 112 的设置 $30\text{ }\mu\text{m}$,而 NMOST 117 和 118 设置为 $20\text{ }\mu\text{m}$ 。还应指出, V_{S107} 表示 NMOST 107 的源极电位,而 I_2 表示 NMOST 117 源极和漏极之间流动的电流。于是,显然,在这个电平移动器中,与传统的例子相比,该电平移动器的工作速度得到改进,渗透电流减小了,因此电力消耗降低了。另外,和实施例 1 的电平移动器相似,实施例 3 的电平移动器在晶体管参数波动方面也是强壮的。

当输入信号(IN)的电位从-5V 的“Lo”变化到 0V 的“Hi”时,只是改变了 NMOST 117 和 118、NMOST 107 和 108、NMOST 109 和 110 以及 PMOST 111 和 112 各自的作用。因此,若这些晶体管被替换,上述操作也是可以接受的。

[实施例 4]

在实施例 4 中也将解释移动信号的低电位侧并固定其高电位侧的一种不同的电平移动器例子。如同图 11 所示,实施例 4 的电平移动器是这样的电平移动器:其中把实施例 3 电平移动器中的 NMOST 117 和 118 分别换成 PMOST 119 和 120,而且它们的栅极连接到电源 VDD4 上。应该指出,实施例 4 也是详细说明关于实施例模型 2 的电压调整电路具体例子的实施例。另外,实施例 4 的电平移动器是图 24 中所示示范的传统电平移动器的改造型,因而对于与各自部分对应的晶体管采用相同的标号。

实施例 4 的电平移动器结构如下。PMOST 119 的漏极和栅极以及 PMOST 120 的漏极和栅极每一个都连接到电源 VDD4,而 PMOST

119 的源极连接到 NMOST 107 的源极, 同时 PMOST 120 的源极连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 109 的源极, 而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 110 的源极。此外, NMOST 109 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极, 而 NMOST 110 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 NMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极均连接到 GND(0V)。另外, 具有 VDD3 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 109 的栅极和 PMOST 111 的栅极, 而输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 NMOST 110 的栅极和 PMOST 112 的栅极, 以便从 PMOST 112 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出, 可以从 PMOST 111 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。实施例 4 的电平移动器与传统例子的电平移动器的差别在于加上了 PMOST 119 和 120。在实施例 4 的电平移动器中, 尽管实施例 3 中的 NMOST 117 和 118 被 PMOST 119 和 120 代替, 但是它们的操作与实施例 3 的相同。所以, 实施例 4 的电平移动器把具有 VDD3 至 0 电压振幅的信号转换成具有(VDD4- V_{th2})至 0 电压振幅的信号。其中 V_{th2} 表示 PMOST 119 或 120 的阈值电压。

于是, 与实施例 3 相似, 与传统的例子相比, 实施例 4 的电平移动器可以轻易地完成具有大电平差的电平转换, 而且其工作速度得以改进。另外, 渗透电流小, 所以, 在降低电力消耗方面有作用。此外, 在晶体管参数波动方面, 实施例 4 的电平移动器是强壮的。在实施例 4 中, 通过这样制造晶体管, 使得 PMOST 的阈值电压的绝对值小于 NMOST 的阈值电压, 对于把输出信号输入到下一级的逻辑电路的 NMOST 的截止, 实施例 4 的电平移动器就可以具有适当的余量

[实施例 5]

在实施例 5 中将解释移动信号的高电位侧并固定其低电位侧的

图 12 所示的电平移动器。应该指出, 实施例 5 是详细说明实施例模型 3 的电压调整电路具体例子的实施例。另外, 实施例 5 的电平移动器是示于图 5 的实施例 1 的电平移动器的改造型, 因而对于与各个部分对应的晶体管采用相同的标号。实施例 5 的电平移动器结构如下。PMOST 113 的源极和 PMOST 114 的源极均连接到电源 VDD2, 而 PMOST 113 的栅极和漏极连接到 PMOST 101 的源极, 而 PMOST 114 的栅极和漏极连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 102 的栅极和 NMOST 105 的漏极, 而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外, 具有 0 至 VDD1 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 105 的栅极, 而输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 NMOST 106 的栅极, 以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出, 从 NMOST 105 的漏极可以取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。去掉实施例 1 中 PMOST 103 和 104 的结构便是实施例模型 5 中的电平移动器结构, 因此其操作与实施例 1 的基本相同。去掉 PMOST 103 和 104 是没有问题的, 因为它们不再起大电平差电平转换中原来的作用。实施例 5 的电平移动器把具有 0 至 VDD1 电压振幅的信号转换成具有 0 至 $(VDD2 - V_{th3})$ 电压振幅的信号。其中 V_{th3} 表示 PMOST 113 或 114 的阈电压。

于是, 与实施例 1 相似, 与传统的例子相比, 实施例 5 的电平移动器可以轻易地完成具有大电平差的电平转换, 而且其工作速度得以改进。另外, 渗透电流小, 所以, 在降低电力消耗方面有作用。此外, 在晶体管参数波动方面, 实施例 5 的电平移动器是强壮的。应该指出, 实施例 5 的电平移动器包括的晶体管数目与传统的例子相同。因此, 只要电平移动器具有大致相同的电平的工作特性, 该电路占用的面积可以做得比较小。

[实施例 6]

在实施例 6 中还将解释移动信号的高电位侧并固定其低电位侧的一种不同的电平移动器。如图 13 所示, 实施例 6 的电平移动器是图 12 所示的实施例 5 电平移动器中的 PMOST 113 和 114 分别用 NMOST 115 和 116 代替而它们的栅极连接到电源 VDD2 的电平移动器。应该指出, 实施例 6 也是详细说明关于实施例模型 3 的电压调整电路的具体例子的实施例。另外, 实施例 6 的电平移动器是示于图 8 的实施例 2 的电平移动器的改造型, 因而对于与各自部分对应的晶体管采用相同的标号。

实施例 6 的电平移动器结构如下。NMOST 115 的漏极和栅极以及 NMOST 116 的漏极和栅极连接到电源 VDD2, 而 NMOST 115 的源极连接到 PMOST 101 的源极, 同时 NMOST 116 的源极连接到 PMOST 102 的源极。PMOST 101 的漏极连接到 PMOST 102 的的栅极和 NMOST 105 的漏极, 而 PMOST 102 的漏极连接到 PMOST 101 的栅极和 NMOST 106 的漏极。NMOST 105 的源极和 NMOST 106 的源极连接到 GND(0V)。另外, 具有 0 至 VDD1 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 NMOST 105 的栅极, 而输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 NMOST 106 的栅极, 以便从 NMOST 106 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出, 从 NMOST 105 的漏极可以取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。去掉实施例 2 中 PMOST 103 和 104 的结构是实施例 6 的电平移动器结构, 因此其操作与实施例 1 的基本上相同。去掉 PMOST 103 和 104 是没有问题的, 因为它们不再起大电平差电平转换中原来的作用。实施例 6 的电平移动器把具有 0 至 VDD1 电压振幅的信号转换成具有 0 至 $(VDD2 - V_{th1})$ 电压振幅的信号。其中 V_{th1} 表示 PMOST 115 或 116 的阈电压。

于是, 与实施例 2 相似, 与传统的例子相比, 实施例 6 的电平移动器可以轻易地完成具有大电平差的电平转换, 而且其工作速度得以改进。另外, 渗透电流小, 所以, 在降低电力消耗方面有作用。

此外，在晶体管参数波动方面，实施例 6 的电平移动器是强壮的。在实施例 6 中，通过这样制造晶体管，使得 NMOST 的阈电压小于 PMOST 阈电压的绝对值，实施例 6 的电平移动器在把输出信号输入到下一级的逻辑电路的 PMOST 的截止上具有适当的余量。应该指出，实施例 6 的电平移动器包括的晶体管数目与传统的例子相同。因此，只要使用具有大致相同的电平工作特性的电平移动器，该电路占用的面积可以做得比较小。

[实施例 7]

在实施例 7 中将解释图 14 所示的移动信号的低电位侧并固定其高电位侧的电平移动器。应该指出，实施例 7 是详细说明关于实施例模型 4 的电压调整电路的具体例子的实施例。另外，实施例 7 的电平移动器是示于图 9 的实施例 3 的电平移动器的改造型，因而对于与各自部分对应的晶体管采用相同的标号。

实施例 7 的电平移动器结构如下。NMOST 117 的源极和 NMOST 118 的源极均连接到电源 VDD4，而 NMOST 117 的栅极和漏极连接到 NMOST 107 的源极，同时 NMOST 118 的栅极和漏极连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极，而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 PMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 GND(0V)。另外，具有 VDD3 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 PMOST 111 的栅极，而输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 PMOST 112 的栅极，以便从 PMOST 112 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出，从 PMOST 111 的漏极可以取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。

去掉实施例 3 中 NMOST 109 和 110 的结构便是实施例 7 的电平移动器结构，因此其操作与实施例 3 的基本上相同。去掉 NMOST 109 和 110 是没有问题的，因为它们不再起大电平差电平转换中原来的作用。实施例 7 的电平移动器把具有 VDD3 至 0 电压振幅的信号转

换成具有($V_{DD4}-V_{th2}$)至 0 电压振幅的信号。其中 V_{th2} 表示 NMOST 117 或 118 的阈电压。

于是,与实施例 3 相似,与传统的例子相比,实施例 7 的电平移动器可以轻易地完成具有大电平差的电平转换,而且其工作速度得以改进。另外,渗透电流小,所以,在降低电力消耗方面有作用。此外,在晶体管参数波动方面,实施例 7 的电平移动器是强壮的。应该指出,实施例 7 的电平移动器包括的晶体管数目与传统的例子的相同。因此,只要使用具有大致相同电平的工作特性的电平移动器,该电路占用的面积可以做得比较小。

[实施例 8]

在实施例 8 中还将解释移动信号的低电位侧并固定其高电位侧的一种不同的电平移动器。如图 15 所示,实施例 8 的电平移动器是示于图 14 中的实施例 7 的电平移动器中 NMOST 117 和 118 分别用 PMOST 119 和 120 代替、而且它们的栅极都连接到电源 VDD4 的电平移动器。应该指出,实施例 8 是详细说明关于实施例模型 4 的电压调整电路的具体例子的实施例。另外,实施例 8 的电平移动器是图 11 所示的实施例 4 的电平移动器的改造型,因而对于与各个部分对应的晶体管等采用相同的标号。

实施例 8 的电平移动器结构如下。PMOST 119 的漏极和栅极以及 PMOST 120 的漏极和栅极均连接到电源 VDD4,而 PMOST 119 的源极连接到 NMOST 107 的源极,同时 PMOST 120 的源极连接到 NMOST 108 的源极。NMOST 107 的漏极连接到 NMOST 108 的栅极和 PMOST 111 的漏极,而 NMOST 108 的漏极连接到 NMOST 107 的栅极和 PMOST 112 的漏极。PMOST 111 的源极和 PMOST 112 的源极连接到 GND(0V)。另外,具有 VDD3 至 0 电压振幅的输入信号(IN)馈送到 PMOST 111 的栅极,而输入信号(IN)的具有同样电压振幅的反相输入信号(/IN)馈送到 PMOST 112 的栅极,以便从 PMOST 107 的漏极取出进行过电平转换的输出信号(OUT)。应该指出,可以从

PMOST 111 的漏极取出上述输出信号(OUT)的反相输出信号(/OUT)。实施例 8 的电平移动器和图 11 所示的实施例 4 的电平移动器的差别在于其中是否设置 NMOST 109 和 110。

实施例 4 中去掉了 NMOST 109 和 110 的结构就是实施例模型 8 的电平移动器结构, 因此其操作与实施例 4 的基本上相同。去掉 NMOST 109 和 110 是没有问题的, 因为它们不再起大电平差电平转换中原来的作用。实施例 8 的电平移动器把具有 VDD3 至 0 电压振幅的信号转换成具有 $(VDD4 - V_{th2})$ 至 0 电压振幅的信号。其中 V_{th2} 表示 NMOST 119 或 120 的阈电压。

于是, 与实施例 4 相似, 与传统的例子相比, 实施例 8 的电平移动器可以轻易地完成具有大电平差的电平转换, 而且其工作速度得以改进。另外, 渗透电流小, 所以, 在降低电力消耗方面有作用。此外, 在晶体管特性波动方面, 实施例 8 的电平移动器是强壮的。在实施例 8 中, 通过这样制造晶体管, 使得 PMOST 的阈电压的绝对值小于 NMOST 阈电压, 实施例 8 的电平移动器在把输出信号输入到下一级的逻辑电路的 NMOST 的截止上具有适当的余量。应该指出, 实施例 8 的电平移动器包括的晶体管数目与传统的例子相同。因此, 只要使用具有大致相同电平的工作特性的电平移动器, 该电路占用的面积可以做得比较小。

[实施例 9]

在实施例 9 中, 将解释一种用电阻作为实施例模型 1 至 4 中的电压调整电路的电平移动器。作为电阻, 有一些方法, 诸如利用通过给其栅极加大于其阈电压的偏置电压使得该晶体管不变地处于导通(ON)状态来利用该晶体管源极和漏极之间的电压作为电阻的方法、利用该晶体管源极和漏极区域的方法以及利用 LDD 区的方法。即使利用这些电阻也有轻易地完成电平转换操作的效果。应该指出, 在这种情况下, 不仅阈电压像实施例 1 至 9 那样波动, 而且电平移动器的输出振幅变成满刻度的振幅。

[实施例 10]

在实施例 10 中, 将描述实施例 1 至 9 的电平移动器应用于有源矩阵液晶显示装置的驱动电路的情况下的制造方法的一个例子。应该指出, 所描述的是作为象素部分的开关元件的象素薄膜晶体管(TFT)和用于驱动电路(信号线驱动电路和扫描线驱动电路等)的 TFT 的制造步骤, 该驱动电路具有设置在同一基片上象素部分外围的电平移动器。为了简化解释, 利用沿着路径所取的剖面图说明作为驱动电路部分的基本结构电路的 CMOS 电路和象素部分中用于象素 TFT 的 n-沟道 TFT。

首先, 如图 16A 所示, 在诸如硼硅酸钡玻璃或硼硅酸钡铝玻璃, 典型的是 Corning 公司的诸如#7059 玻璃或#1737 玻璃等玻璃制成的基片 400 上, 形成用诸如氧化硅薄膜、氮化硅薄膜、氮氧化硅薄膜等绝缘薄膜制成的底层薄膜 401。例如, 形成用等离子体 CVD(化学汽相淀积法)由 SiH_4 , NH_3 和 N_2O 制成并做成具有 10 至 200nm(最好在 50 和 100nm 之间)的氮氧化硅薄膜的叠层薄膜 401a 和以类似方法用 SiH_4 和 N_2O 制成的具有 50 至 200nm (最好在 100 和 150nm 之间)的氢化氮氧化硅薄膜 401b。在实施例 10 中, 示出两层结构作为底层薄膜 401, 但也可以形成绝缘薄膜的单层薄膜和其中层叠了两层以上的结构。

用由具有无定形结构的半导体薄膜利用激光结晶法或已知的热结晶法制成的结晶半导体薄膜来形成岛形半导体层 402 至 406。可以形成厚度 25 至 80nm(最好在 30 和 60nm 之间)的岛形半导体层 402 至 406。在形成结晶半导体薄膜用是材料上不设限制, 但最好用硅或硅锗(SiGe)合金形成。

可以用脉冲振荡型或连续光发射型准分子激光器、YAG 激光器或 YVO_4 激光器以激光结晶法来制造结晶半导体薄膜。使用这些类型的激光器时, 可以用光学系统把从激光振荡器发射的激光凝聚成线形, 然后把该光线照射在半导体薄膜上。可以由操作者适当选择结

晶条件, 但当使用准分子激光器时, 脉冲振荡频率设置为 30Hz, 并且激光能量密度设置为 100 至 400mJ/cm²(典型的在 200 和 300 mJ/cm² 之间)。另外, 当利用 YAG 激光器时, 使用二次谐波, 脉冲振荡频率设置为 1 至 10kHz, 激光能量密度设置为 300 至 600 mJ/cm²(典型的在 350 和 500 mJ/cm² 之间)。然后把凝聚成 100 至 1000 μm, 例如 400 μm 宽的线形的激光照射在基片的整个表面上。对于线性激光这是用 80%至 98%的覆盖率来完成的。

形成覆盖岛形半导体层 402 至 406 的栅极绝缘薄膜 407。用等离子体 CVD 或溅射由厚度 40 至 150nm 含硅的绝缘薄膜形成栅极绝缘薄膜 407。在实施例 10 中形成 120nm 厚的氮氧化硅薄膜。当然, 栅极绝缘薄膜不限于这种类型的氮氧化硅薄膜, 其他含硅的绝缘薄膜也可以以单层或多层结构的形式使用。例如, 当利用氧化硅薄膜时, 可以把基片温度设置为 300 至 400℃, 通过 0.5 至 0.8W/cm² 高频 (13.56MHz) 电功率密度下的放电, 在 40Pa(巴)反应压力下借助等离子体 CVD 用 TEOS(原硅酸四乙酯)和 O₂ 形成。随后在 400 和 500℃之间的温度下对这样制造的氧化硅薄膜进行热退火即可获得作为绝缘薄膜的良好特性。

然后在栅极绝缘薄膜上形成第一导电薄膜 408 和第二导电薄膜 409, 以便形成栅电极(与 TFT 的栅极相当的部分)。在实施例 10 中, 第一导电薄膜由厚度为 50 至 100nm 的 Ta 薄膜形成, 而第二导电薄膜由厚度为 100 至 300nm 的 W 薄膜形成。

Ta 薄膜用溅射形成, Ta 靶的溅射用 Ar 完成。若在 Ar 中加入适量的 Xe 和 Kr, 则 Ta 薄膜的内部应力松弛, 可以防止薄膜剥落。α 相 Ta 薄膜的电阻率约为 20 μΩcm, 可用于栅极电极, 但是 β 相 Ta 薄膜电阻率约为 180 μΩcm, 不宜用于栅极电极。为了形成 α 相 Ta 薄膜, 若以 10 至 50nm 的厚度形成一种具有类似于 α 相 Ta 薄膜晶体结构的氮化钽薄膜作为 Ta 薄膜的基底, 则可以容易地获得 α 相 Ta 薄膜, 。

用 W 靶溅射方法形成 W 薄膜, 该种薄膜也可以利用六氟化钨 (WF_6) 热 CVD 法形成。不论使用哪一种, 为了用它作为栅电极, 都必须使薄膜变成低电阻, 而且最好使 W 薄膜的电阻率等于或小于 $20 \mu \Omega \text{cm}$ 。可以通过增大 W 薄膜的晶粒来降低电阻率, 但是, 对于 W 薄膜内有许多诸如氧等杂质元素的情况, 结晶被抑制, 使薄膜变为高电阻。于是在溅射中使用纯度为 99.9999% 的 W 靶。另外, 采取在注意在薄膜形成时不使杂质从气相引入的同时形成 W 薄膜的方法, 电阻率可以达到 9 至 $20 \mu \Omega \text{cm}$ 。

请注意, 在实施例 10 中, 尽管第一导电薄膜 408 是 Ta 薄膜, 而第二导电薄膜 409 是 W 薄膜, 但是两者也都可以由从包括 Ta, W, Ti, Mo, Al 和 Cu 的一组中选择的元素形成, 或者由具有这些元素之一作为主要组成部分的合金材料和一种化合物材料形成。另外, 也可以使用掺有诸如磷等杂质元素的半导体薄膜, 通常是多晶硅薄膜。除实施例 10 中使用者外, 其他最佳组合的例子包括: 用氮化钽(TaN)形成第一导电薄膜, 与由 W 薄膜形成的第二导电薄膜组合; 用氮化钽(TaN)形成第一导电薄膜, 与由 Al 薄膜形成的第二导电薄膜组合; 和用氮化钽(TaN)形成第一导电薄膜, 与由 Cu 薄膜形成的第二导电薄膜组合。无论使用哪一种, 最好把能够适当地选择性蚀刻的导电材料组合进去。

然后, 由抗蚀剂形成掩模 410 至 417, 并完成第一蚀刻处理, 以形成电极和引线。在实施例 10 中采用 ICP(电感耦合等离子体)蚀刻法。用 CF_4 和 Cl_2 的气体混合物作为蚀刻气体, 等离子体在 1Pa 下用给线圈型电极施加 500W RF(射频)电功率(13.56MHz)来产生。还给基片侧(测试片阶段)施加 100W RF 电功率, 有效地施加负的自偏置电压。在 CF_4 和 Cl_2 混合的情况下, 把 W 薄膜和 Ta 薄膜蚀刻到大致同样的程度。

第一导电层和第二导电层的边缘部分按照在上述蚀刻条件施加在基片侧的偏置电压的作用利用适当的抗蚀剂掩模的形状作成斜坡

形。斜坡部分的角度是由 15° 至 45° 。蚀刻时间可以增大约 10 至 20%，以便完成蚀刻而在栅电极绝缘薄膜上不留下任何残留物。氧氮化硅薄膜相对于 W 薄膜的选择性是从 2 至 4(典型情况是 3)，因此，氧氮化硅薄膜的暴露表面的约有 20 至 50nm 被这种过蚀刻过程所蚀刻。第一形状的导电层 419 至 426(第一导电层 419a 至 426a 和第二导电层 419a 至 426b)是这样按照第一蚀刻过程由第一导电层和第二导电层形成的。标号 418 表示栅极绝缘薄膜，而不被第一形状的导电层 419 至 426 覆盖的区域被蚀刻掉约 20 至 50nm 而变得较薄。

然后，完成第一掺杂过程，加入赋予 n-型导电性的杂质元素(图 16B)。作为掺杂方法可以进行离子掺杂或离子注入。离子掺杂在剂量为 1×10^{13} 至 5×10^{14} 原子/cm²，而加速电压为 60 至 100keV 的条件下进行。用元素周期表 15 族元素，典型的是磷(P)或砷(As)作为赋予 n-型导电性的杂质元素。这里用磷(P)。在这种情况下，导电层 419 至 423 对于赋予 n-型导电性的杂质元素变成掩模，第一杂质区域 427 至 431 用自对准的方法形成。赋予 n-型导电性的杂质元素以 1×10^{20} 至 1×10^{21} 原子/cm³ 的浓度加到第一掺杂区域。

接着，如图 16C 所示，进行第二掺杂过程。类似地采用 ICP 蚀刻法，用 CF₄、Cl₂ 和 O₂ 的混合物作为蚀刻气体，在 1Pa 的压力下通过把 500W RF 电功率(13.56MHz)施加在线圈形电极上产生等离子体。把 50W RF 电功率(13.56MHz)施加在基片侧(测试片阶段)，并施加比第一蚀刻过程的低的自偏置电压。在这些的条件下各向异性地蚀刻 W 薄膜，并以较慢的速度各向异性地蚀刻 Ta(第一导电层)，形成第二形状的导电层 433 至 440(第一导电层 433a 至 440a 和第二导电层 433b 至 440b)。标号 432 表示栅极绝缘薄膜，而不被第二形状导电层 433 至 437 复盖的区域被额外蚀刻，数量约为 20 至 50nm，形成较薄的区域。

按照 CF₄ 和 Cl₂ 的混合气体，从所产生的基团和离子类型以及反应产物的蒸汽压力可以估计出 W 薄膜和 Ta 薄膜的蚀刻反应。比较

W 和 Ta 的氟化物和氯化物的蒸汽压力，W 的氟化合物 WF₆ 极高，而 WCl₅、TaF₅ 和 TaCl₅ 的蒸汽压力数值相近。因此，W 薄膜和 Ta 薄膜都用 ClF₄ 和 Cl₂ 气体混合物蚀刻。但是，若在这个气体混合物中加入适量的 O₂，则 CF₄ 和 O₂ 反应，形成 CO 和 F，并产生大量的 F 基团或 F 离子。结果，具有高的氯化物蒸汽压力的 W 薄膜的蚀刻速度增大。另一方面，即使 F 增加，Ta 的蚀刻速度并不相对增大。另外，与 W 相比，Ta 容易氧化，所以 Ta 的表面由于加入 O₂ 而氧化。Ta 薄膜的蚀刻速度由于 Ta 氧化物不与氟和氯反应而进一步减小。因此，在 W 薄膜和 Ta 薄膜之间变得有可能具有速度上的差异，而且变得有可能使 W 薄膜的蚀刻速度大于 Ta 薄膜的蚀刻速度。

然后如图 17A 所示，进行第二掺杂过程。在这种情况下，使剂量小于第一掺杂过程，并在高的加速电压条件下掺杂赋予 n-型导电性的杂质元素。例如，把加速电压设置为 70 至 120keV，剂量设置为 1×10^{13} 原子/cm³，进行掺杂，并在图 16B 的岛型半导体层中形成的第一杂质区域内部形成新的杂质区域。对于杂质元素用第二导电层 433 至 437 作为掩模，进行掺杂，以便把杂质元素也加入第一导电层 433a 至 437a 以下的区域。这样形成重叠在第一导电层 433a 至 437a 上的第三杂质区域 441 至 445 以及第一杂质区域和第三杂质区域之间的第二杂质区域。加入赋予 n-型导电性的杂质元素，使得在第二杂质区域中浓度变为 1×10^{17} 至 1×10^{19} 原子/cm³，在第三杂质区域中变为 1×10^{16} 至 1×10^{18} 原子/cm³。

然后，在形成 p-沟道 TFT 的岛形半导体层 403 中，如图 17B 所示，形成加有具有与上述导电类型杂质元素相反的导电类型的杂质元素的第四杂质区域 454 至 456。用第二导电层 434 作为对该杂质元素的掩模，以自对准方法形成杂质区。用抗蚀剂掩模 451 至 453 覆盖形成 n-沟道 TFT 的岛型半导体层 402，404，405 和 406 的整个表面。在不同的浓度下把磷加入杂质区 454 至 456，在这里利用二硼烷 (B₂H₆) 进行离子掺杂，使得各个杂质区具有 2×10^{20} 至 2×10^{21} 原子/cm³

的杂质浓度。

用上述过程在各个岛型半导体层内形成杂质区。覆盖这个岛型半导体层的导电层 433 至 436 起栅极作用。另外，标号 439 表示信号线，440 表示扫描线，437 表示电容引线，而 438 表示驱动电路。

然后如图 17C 所示，进行加到各个岛型半导体层中的杂质层的杂质的激活，目的在于控制导电类型。为了完成该过程利用退火炉完成热退火。另外，也可以采用激光退火和快速热退火(RTA)。以等于或小于 1PPM(百万分之一)、最好在等于或小于 0.1PPM 的氧浓度，在 400 至 700℃下，典型地在 500 和 600℃之间在氮气氛中进行热退火。在实施例 10 中在 500℃进行 4 小时热退火。但是，对于在引线 433 至 440 中使用的引线材料不耐热的情况，最好在形成层间绝缘薄膜(以硅作为主要组分)之后完成激活，以便保护引线等。

此外，在含有 3 和 100%氢之间的气氛中在 300 至 450℃下进行 1 至 12 小时的热处理，进行岛型半导体层的氢化。这个过程是借助热激活的氢结束岛型半导体层内的悬挂键的过程。作为另一种氢化手段也可以采用等离子体氢化(利用等离子体激活的氢)。

紧接着具有 100 至 200nm 厚度的氧氮化物薄膜形成第一层间绝缘薄膜 457。然后在第一层间绝缘薄膜上形成由有机绝缘材料制成的第二层间绝缘薄膜 458。然后进行蚀刻以便形成接触孔。

然后，形成驱动电路部分中与岛型半导体层的源极区(相当于 TFT 的源极)接触用的源极引线 459 至 461，以及形成与漏极区(相当于 TFT 的漏极)接触用的漏极引线 462 至 464。另外，在像素区域，形成像素电极 466 和 467，以及连接电极 465。(见图 18)，在信号线 439 和像素 TFT 504 之间，按照连接电极 465 形成电连接。像素电极 466 形成与相当于像素 TFT 有源层的岛型半导体层 405 和形成存储电容(图中未示出)的岛型半导体层的电连接。应该指出，像素电极 467 和存储电容 505 是相邻象素之间共享的。

具有 n-沟道 TFT 501、p-沟道 TFT 504 和 n-沟道 TFT 的驱动电

路部分以及具有像素 TFT 504 和存储电容 505 的像素部分可以这样地在同一个基片上形成。为了方便起见, 在这整个说明书中这种类型的基片称作有源矩阵基片。

驱动电路部分的 n-沟道 TFT 501 具有: 沟道形成区 468; 与形成栅极的导电层 433 重叠的第三杂质区 441(GOLD 区); 在栅极以外形成的第二杂质区 446(LDD 区); 和起源极区或漏极区作用第一杂质区。P-沟道 TFT 502 具有: 沟道形成区 469; 与形成栅极的导电层 434 重叠的第四杂质区 456; 在栅极以外形成的第四杂质区域 455; 和起源极区或漏极区作用第四杂质区 454。n-沟道 TFT 503 具有: 沟道形成区 470; 与形成栅极的导电层 435 重叠的第三杂质区 443(GOLD 区); 在栅极以外形成的第二杂质区域 448(LDD 区); 和起源极区或漏极区作用第一杂质区 429。

像素部分的像素 TFT 504 具有: 沟道形成区 471; 与形成栅极的导电层 436 重叠的第三杂质区(GOLD 区); 在栅极以外形成的第二杂质区 449 (LDD 区); 以及起源极区或漏极区作用的第一杂质区 430。另外, 加入赋予 n-型导电类型的杂质: 对于起存储电容 505 的一个电极的作用的半导体层 431 以与第一杂质区相同的浓度加入; 对于半导体层 445 以与第三杂质区相同的浓度加入; 而对于半导体层 450 则以与第二杂质区相同的浓度加入。存储电容用电容引线 437 和它们之间的绝缘层(与栅极绝缘薄膜同一层)形成。

另外, 像素电极的边缘部分安排成与信号线及扫描线重叠, 使得像素电极之间的间隙与光隔绝, 而不必使用黑色矩阵。

此外, 按照实施例 10 所示的过程, 有源矩阵基片可以用 5 个光掩模(岛型半导体层图案、第一引线图案(扫描线、信号线、电容引线)、n-沟道区掩模图案、接触孔图案和第二引线图案(包括像素电极和连接电极)。结果, 减少了工序, 而这又导致制造成本的降低和产量的提高。

[实施例 11]

下面将在实施例 11 中解释从在实施例 10 制造的有源矩阵基片制造有源矩阵液晶显示器。图 19 用于解释。

首先按照实施例 10 制成有源矩阵基片之后，在图 18 的有源矩阵基片上形成调整薄膜 506，并进行摩擦处理。

制备对面基片 507。在对面基片 507 上形成彩色滤光薄膜层 508 和 509 以及覆盖涂层 510。这样形成彩色滤光层，使得具有红颜色的彩色滤光层 508、和具有兰颜色的彩色滤光层 509 彼此重叠，并用作光屏蔽薄膜。当使用实施例 10 的基片时，至少需要屏蔽 TFT 之间的间隙以及连接电极和像素电极之间的间隙，因此，最好这样设置红色滤光层和蓝色滤光层，以便使它们重叠并且屏蔽必要的部分。

另外，与连接电极 465 结合，红色滤光层 508、蓝色滤光层 509 和绿色滤光层 511 重叠，形成间隔层。通过把颜料混进丙烯酸树脂来形成具有 1 至 3 μm 厚度的每一种颜色的滤光层。使用用光敏材料制成的掩模来形成预定的图案。考虑 1 至 4 μm 的覆盖层厚度、可以形成 2 至 7 μm ，最好 4 至 6 μm 的间隔层高度。当把有源矩阵基片与对面基片结合在一起时，形成具有这个高度的间隙。用光硬化或热固化形成覆盖层 510，例如，使用有机树脂材料和诸如聚酰亚胺和丙烯酸树脂等材料。

间隔层的布置可以任意决定，可以把间隔层布置在对面基片上，以便例如如图 19 所示地与连接电极上的位置对齐。另外，间隔层也可以布置在对面基片上，以便与驱动电路的 TFT 上的位置对齐。间隔层也可以布置在驱动电路部分的整个表面上，并且这样排列，以便覆盖源极引线 and 漏极引线。

形成覆盖涂层 510 后通过形成图案来形成对面电极 512，并在形成调整薄膜 513 之后进行摩擦处理。

然后用密封剂 514 把其上形成像素部分和驱动电路的有源矩阵基片与对面基片结合在一起。把填料混入密封剂 514 中，并用该填料和间隔层维持均匀间隙，把这两个基片结合在一起。然后在两个

基片之间注入液晶材料 515，并用密封材料(图中未示出)将其完全密封。可以使用已知的液晶材料作为液晶材料 515。于是，图 19 所示的有源矩阵显示器件便已完成。

尽管按照上述过程制造的 TFT 具有顶部栅极结构，但是本发明也可以应用于底部栅极结构 TFT 或其他结构的 TFT。

本发明可以用于使用光发射元件代替液晶材料的光发射器件、自发射型图像显示器件。在本说明书中所说的光发射器件，例如，包括基于三元组(triplet-based)的光发射器件和/或基于单一元件(singlet-based)的光发射器件。

[实施例 12]

在这个实施例中，在实施例 12 中将解释包括使用本发明电平移器的光发射器件和有源矩阵型液晶器件的电子设备。作为电子设备有便携式信息终端(诸如电子书籍、移动计算机、移动电话)、摄像机、静止(steel)照相机、个人计算机、电视机等。电子设备的例子示于图 20、图 21 和图 22。有源矩阵型液晶显示器件用于图 20、图 21 和图 22，而光发射器件用于图 20 和图 21。

图 20A 表示移动电话，它包括机体 9001、声输出单元 9002、声输入单元 9003、显示装置 9004、操作开关 9005、天线 9006。本发明可以应用于显示装置 9004。

图 20B 表示摄像机，它包括机体 9101、显示装置 9102、声输入单元 9103、操作开关 9104、电池 9105 和图像接收装置 9106。本发明可以应用于显示装置 9102。

图 20C 表示移动计算机，个人计算机中的一种，或便携式信息终端，它包括机体 9201、摄像装置 9202、图像接收装置 9203、操作开关 9204 和显示装置 9205。本发明可以应用于显示装置 9205。

图 20D 表示头带式显示装置(护目镜型显示器)，它包括机体 9301、显示装置 9302 和臂部 9303。本发明可以应用于显示装置 9302。

图 20E 表示电视机，它包括机体 9401、扬声器 9402、显示装置

9403、接收装置 9404 和放大器 9405。本发明可以应用于显示装置 9403。

图 20F 表示便携式书籍，它包括机体 9501、显示装置 9502、记录介质 9504、操作开关 9505 和天线 9506。这种书籍显示记录在小型光盘(MD)和数字通用光盘(DVD)上的数据和天线接收的数据。本发明可以应用于显示装置 9502。

图 21A 表示个人计算机，它包括机体 9601、图像接收装置 9602、显示装置 9603 和键盘 9604。本发明可以应用于显示装置 9603。

图 21B 表示利用记录了程序的记录介质(下文中称作记录介质)的重放机，它包括机体 9701、显示装置 9702、扬声器 9703、记录介质 9704、操作开关 9705。这种设备利用 DVD,CD 等作为介质来实现音乐欣赏、电影欣赏，玩游戏和上互联网。本发明可以应用于显示装置 9702。

图 21C 表示数字照相机，它包括机体 9801、显示装置 9802、取景器 9803、操作开关 9804 和图像接收装置(图中未示出)。本发明可以应用于显示装置 9802。

图 21D 表示单目头带式显示器，它包括显示装置 9901 和头带部分 9902。本发明可以应用于显示装置 9901。

图 22A 表示前端式投影机，它包括投影装置 3601 和屏幕 3602。

图 22B 表示后端式投影机，它包括机体 3701、投影装置 3702 反光镜 3703 和屏幕 3704。

示于图 22C 的是分别示于图 22A 和 22B 的投影装置 3601 和 3701。投影装置 3601 和 3701 中的每一个包括光源光学系统 3801、反射镜 3802 和 3804 至 3806、双色镜 3803、棱镜 3807、液晶显示装置 3808、相位差板 3809 和投影光学系统 3810。投影光学系统 3801 用包括投影透镜的光学系统构成。三板系统的一个例子示于实施例 12，但并无特别的限制。例如，单板光学系统的光学系统也是可以接受的。另外，在图 22C 中箭头所示的光路内，操作者可以适当地

设置诸如光学透镜、偏振薄膜、用来调节相位差的薄膜、IR(红外)薄膜。

另外，图 22D 表示图 22C 光源光学系统 3801 结构的一个例子。在该实施例中，光源光学系统 3801 包括反射镜 3811、光源 3812、透镜阵列 3813 和 3814、偏振转换元件 3815 和聚光透镜 3816。应该指出，图 22D 所示的光源光学系统只是一个例子而已，它并不限于示出的结构。例如，操作者可以适当地设置诸如光学透镜、偏振薄膜、用于调节相位差的薄膜和 IR 薄膜。

如上所述，本发明用途非常宽广，可以用于所有领域中使用图像显示装置的电子设备。

按照本发明的电平移动器，电平转换操作过渡周期中出现的渗透电流减小了，使之容易进行具有大差值电压振幅的电平转换。另外，还可以抑制电路占用的面积的增大，并改善其工作速度。因此，具有低功率消耗但有大的工作允差的本发明的电平移动器在提高产量和降低制造成本上是有效的。

图 6

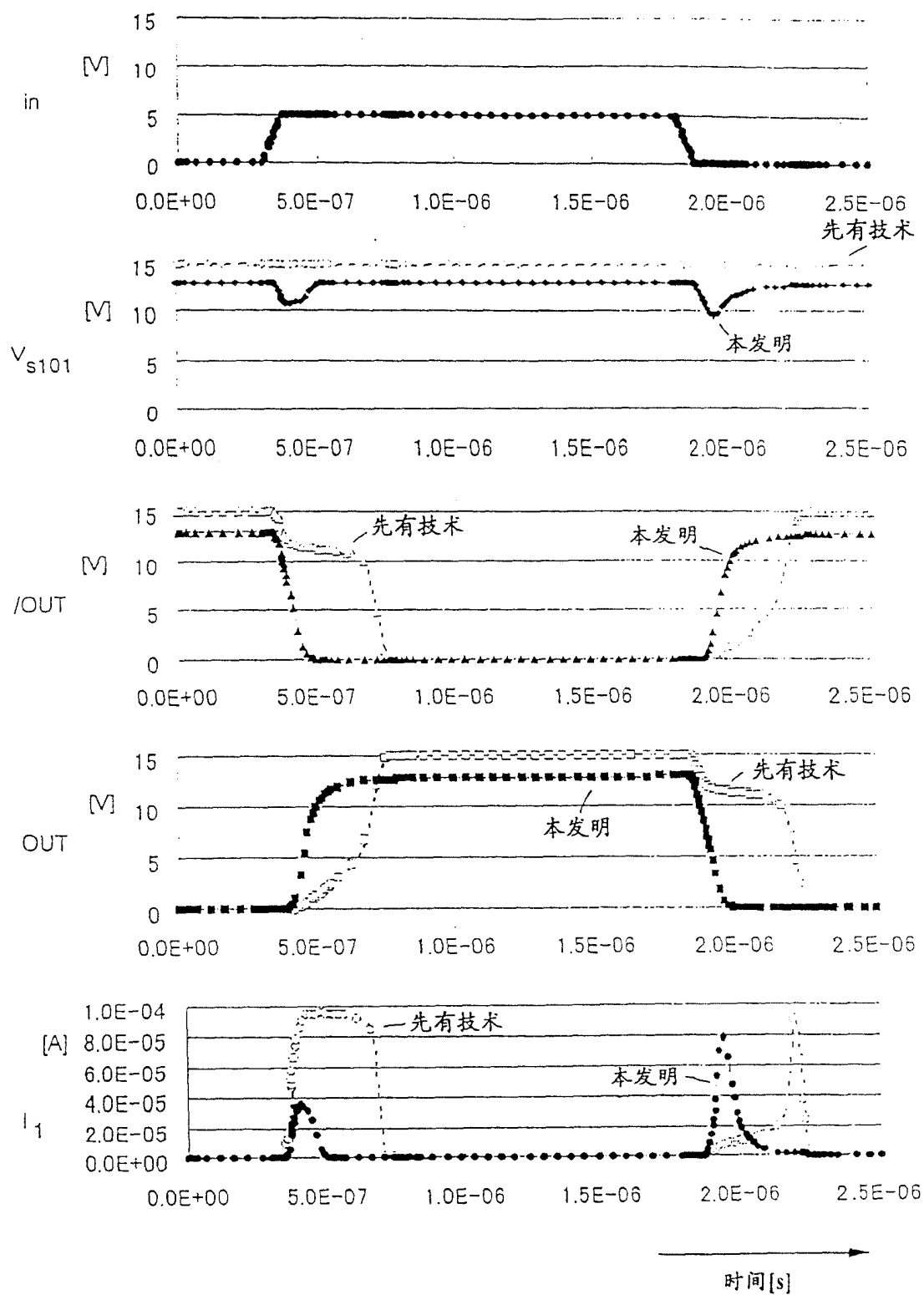


图 7A

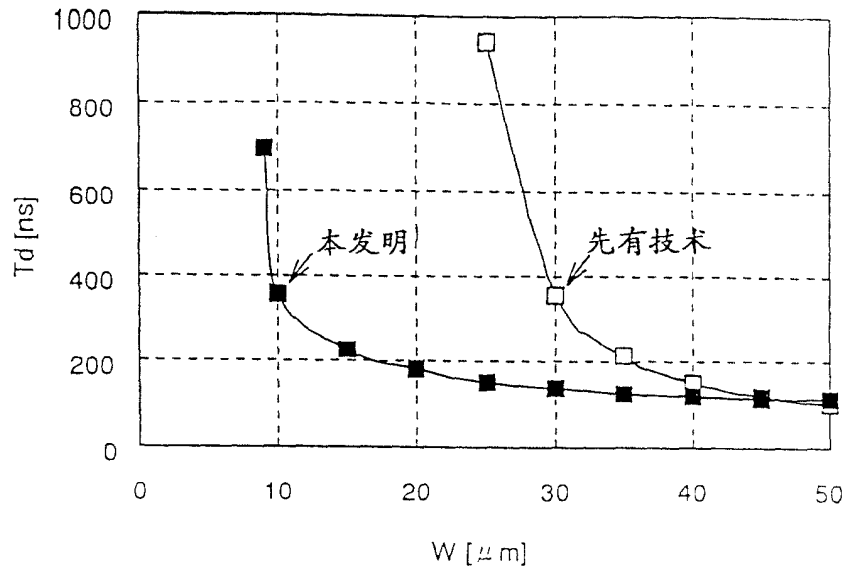


图 7B

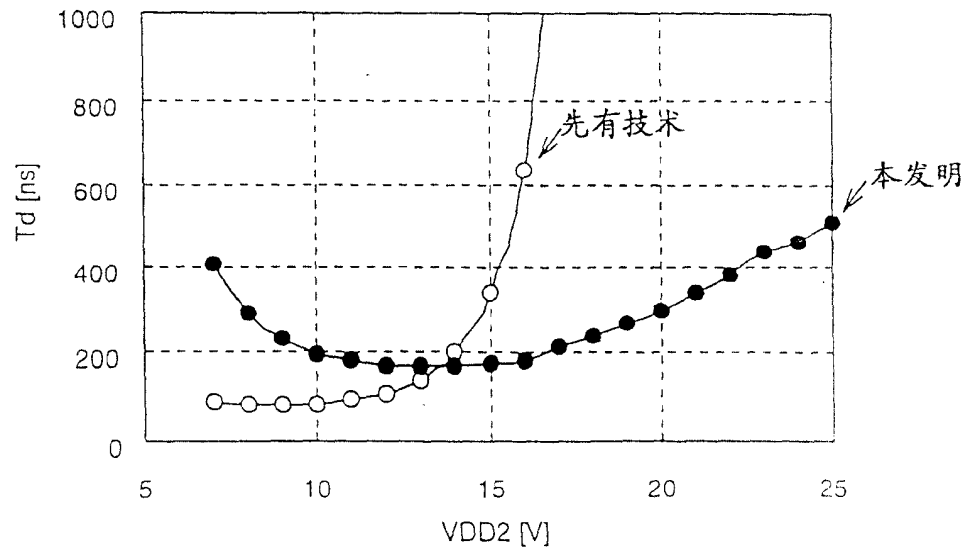


图 10

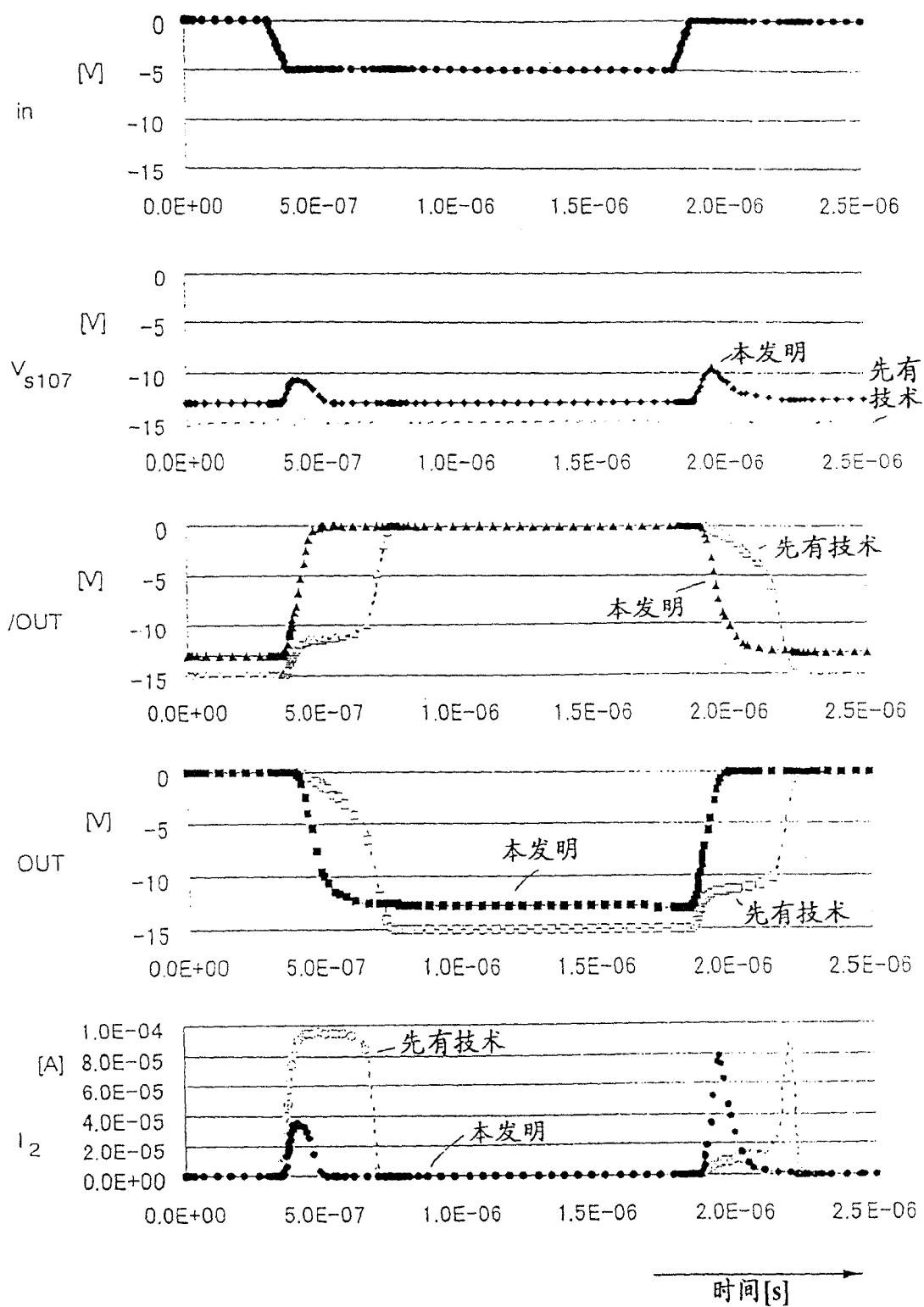


图 11

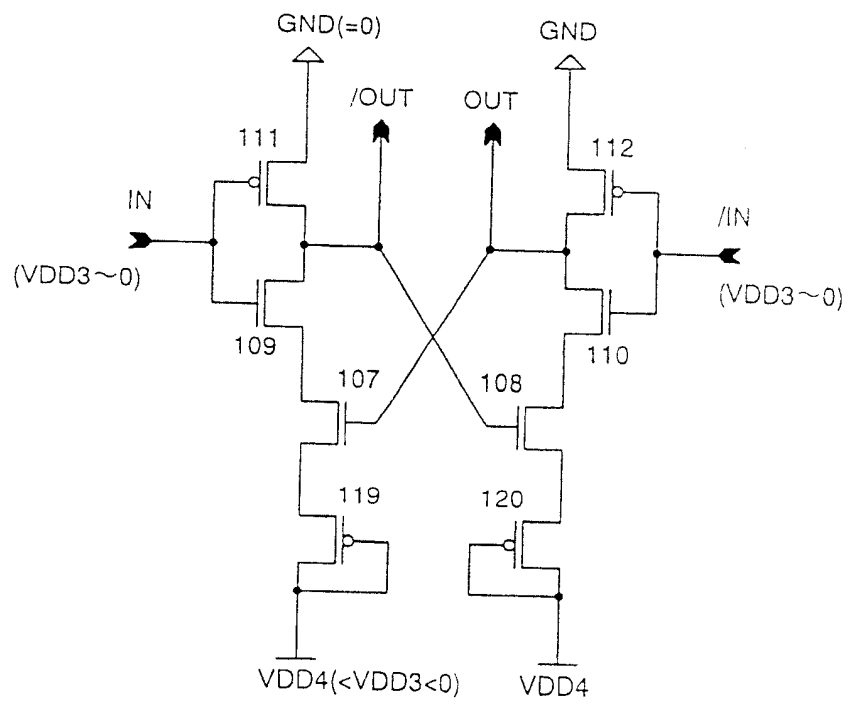


图 14

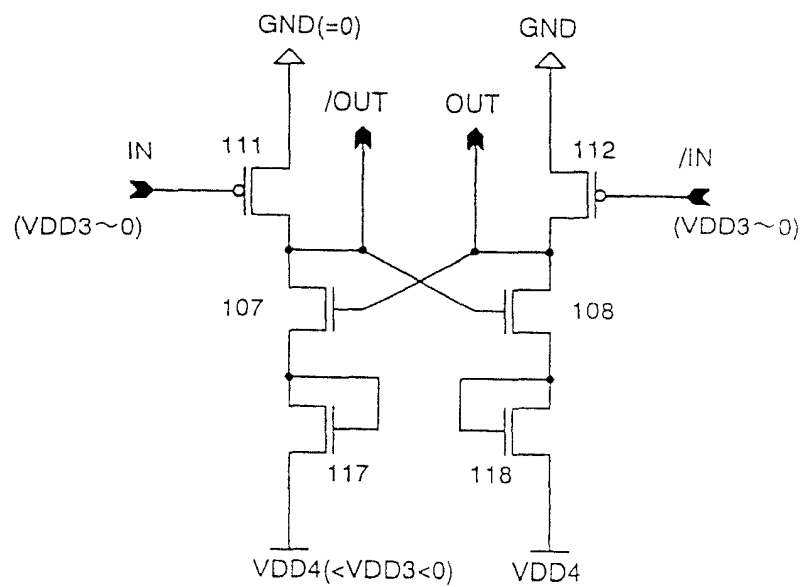


图 15

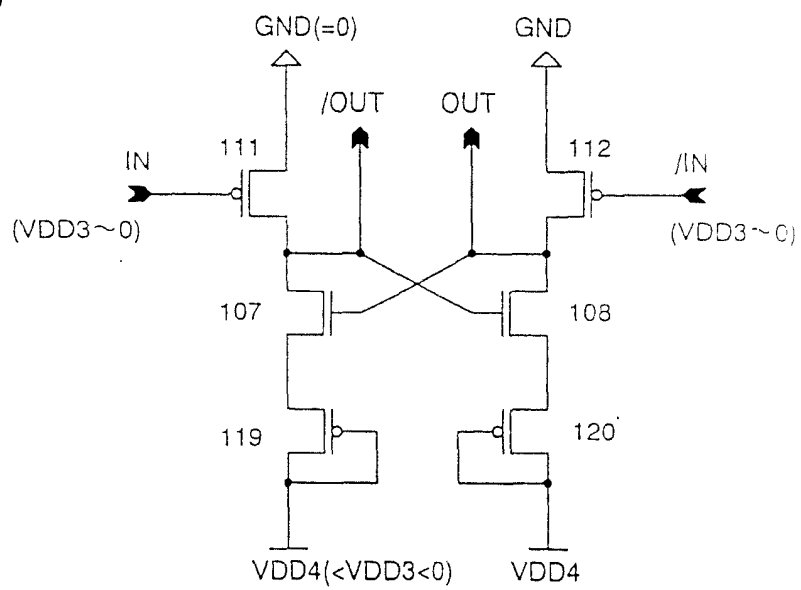


图 16A

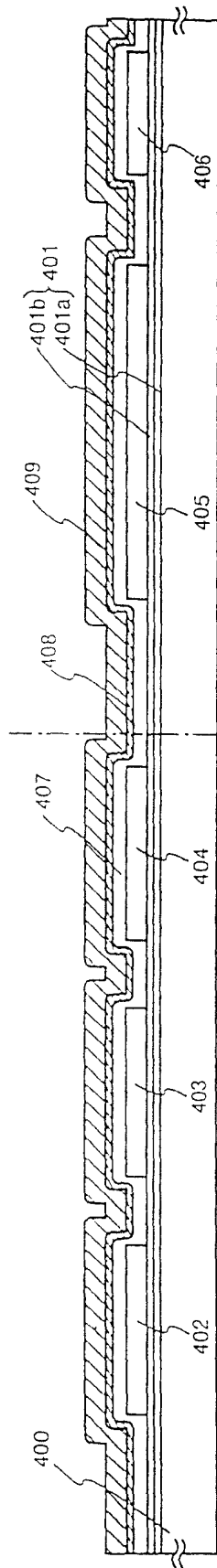


图 16B

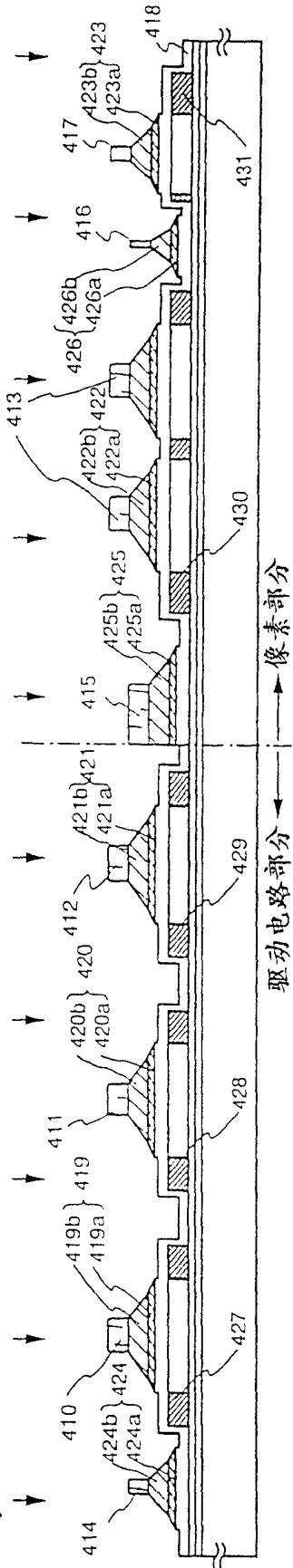


图 16C

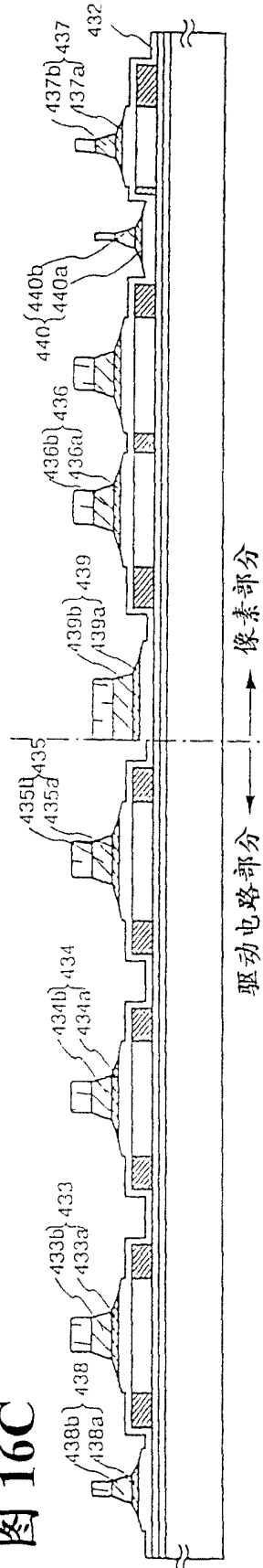


图 18

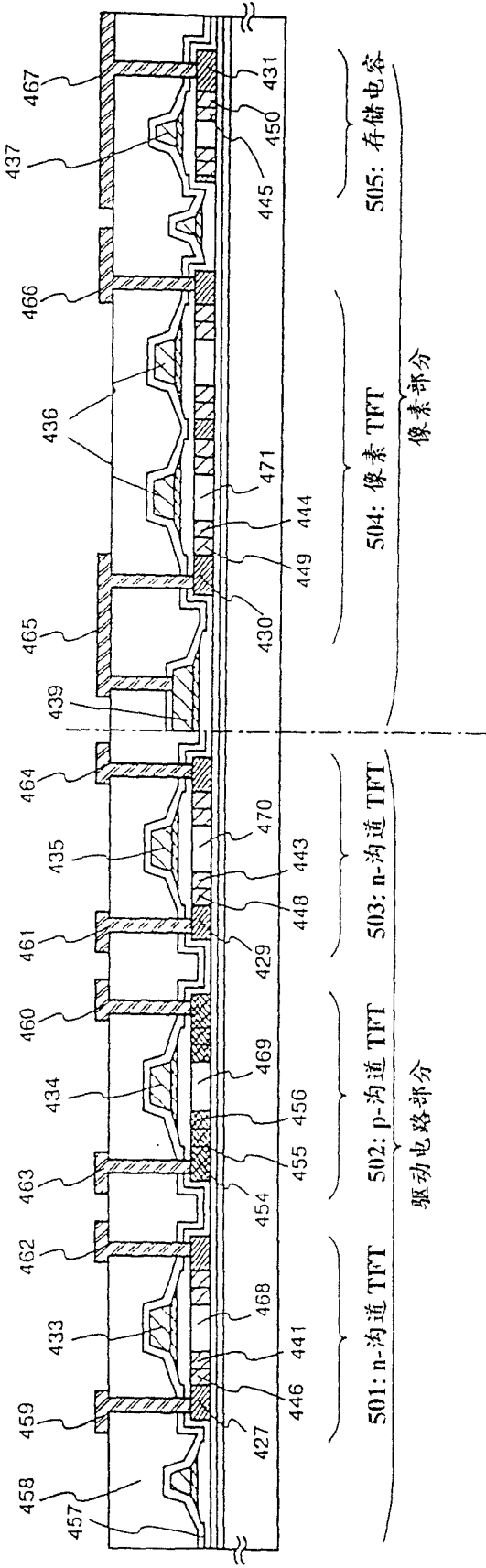
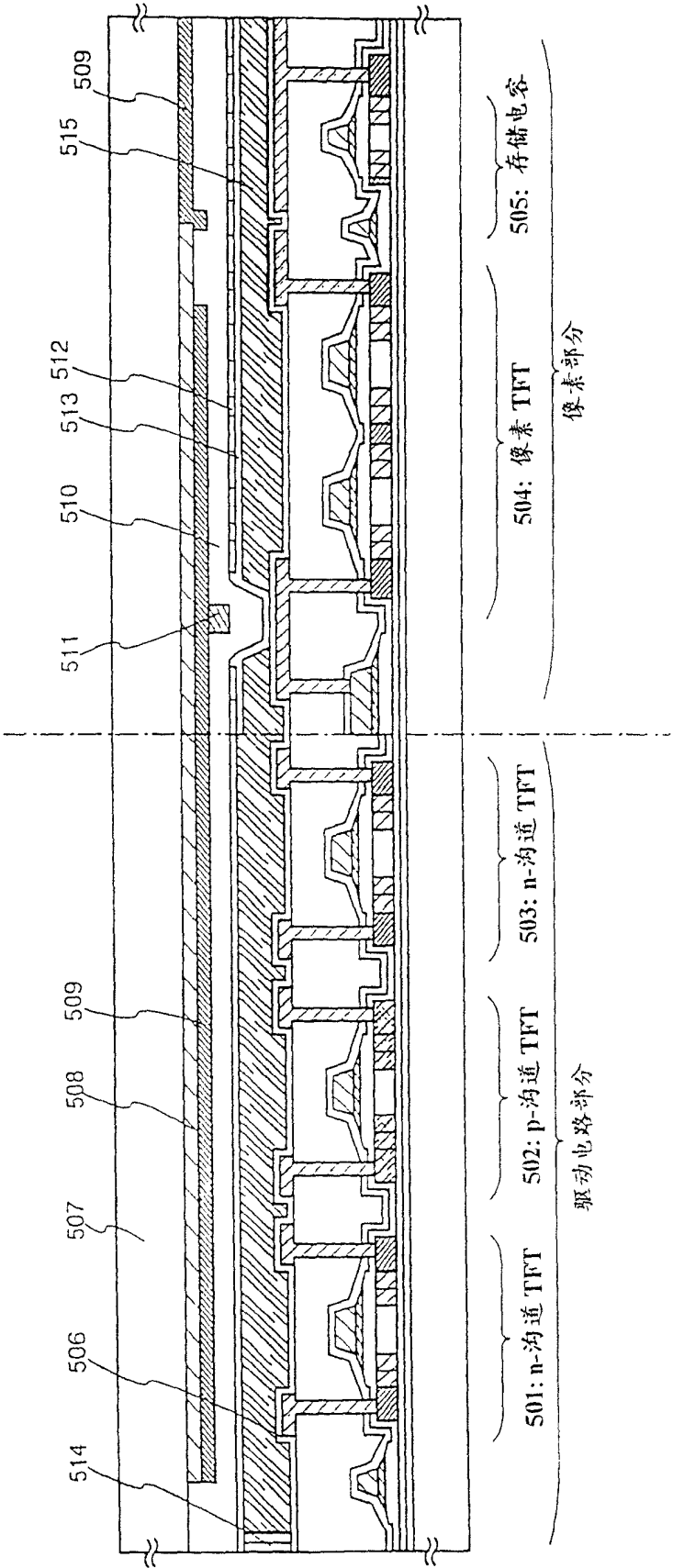


图 19



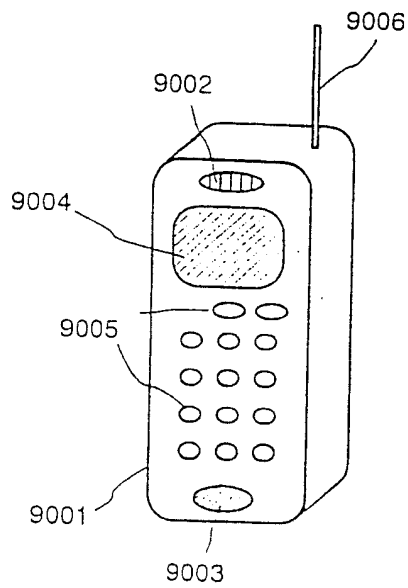


图 20A

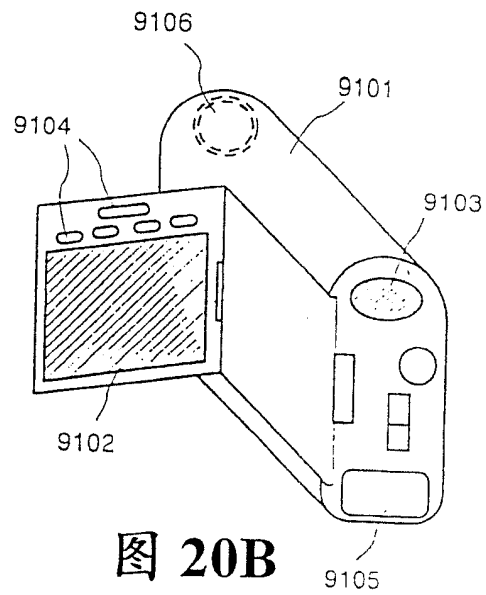


图 20B

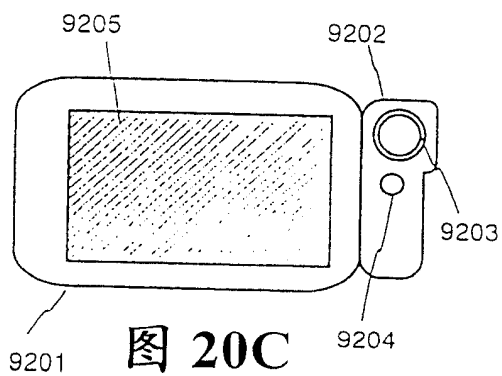


图 20C

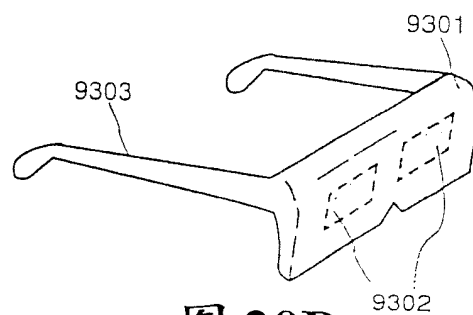


图 20D

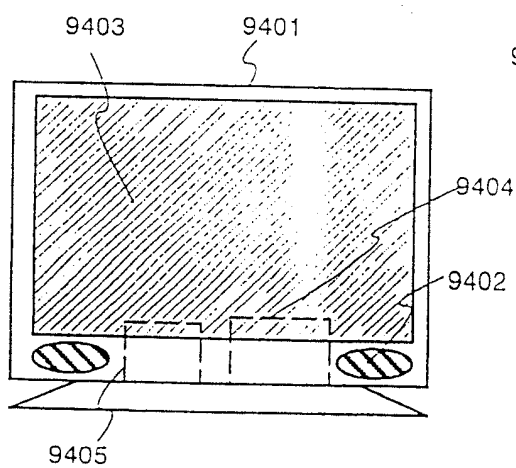


图 20E

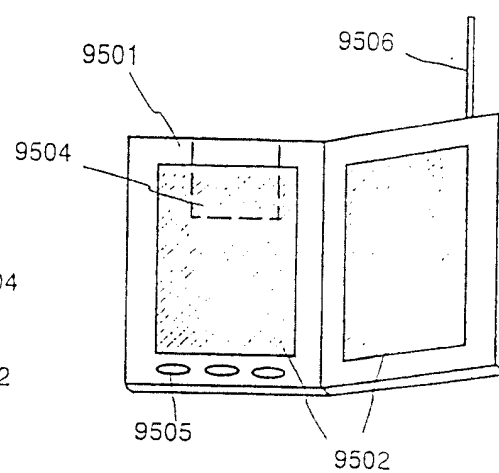


图 20F

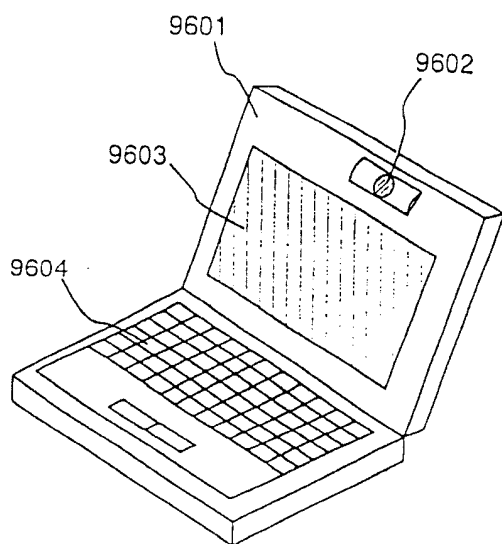


图 21A

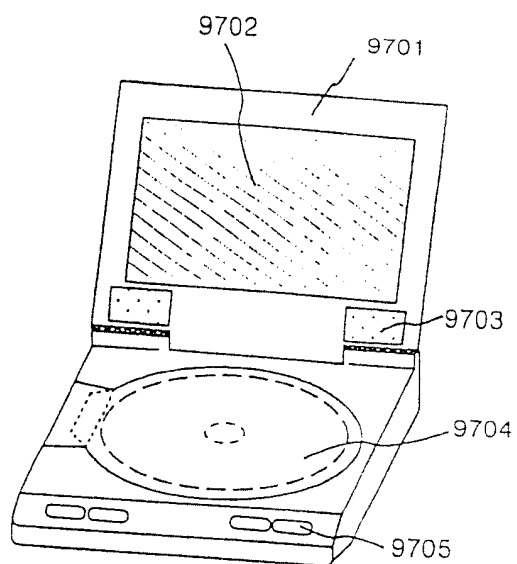


图 21B

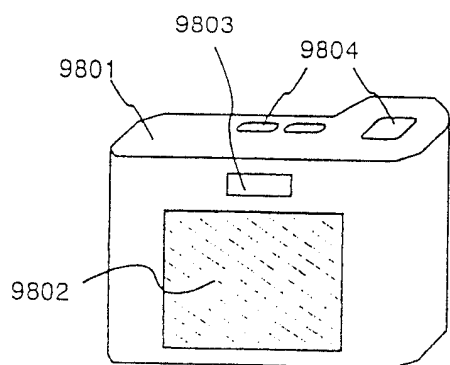


图 21C

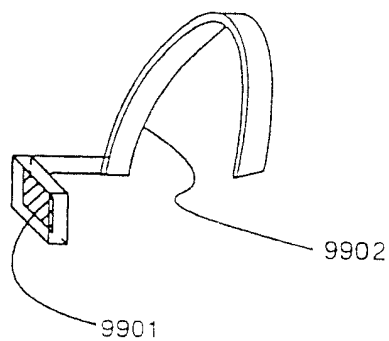


图 21D

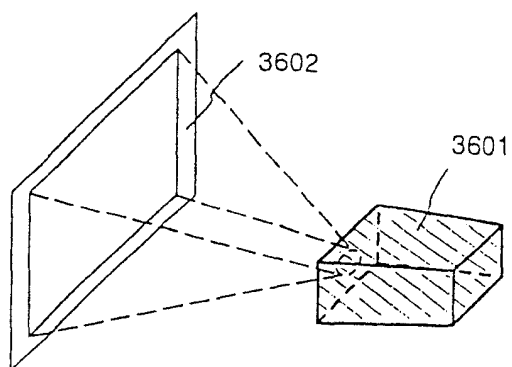


图 22A

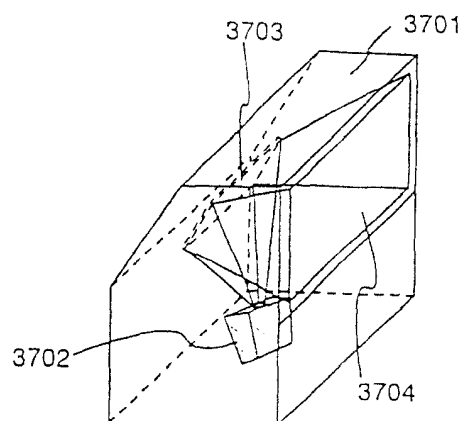


图 22B

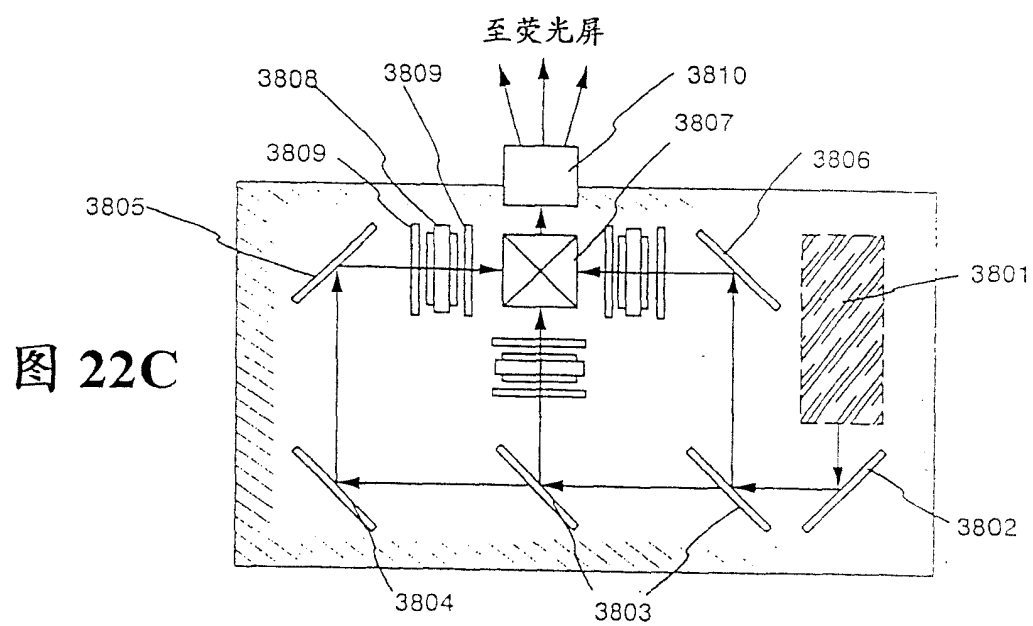


图 22C

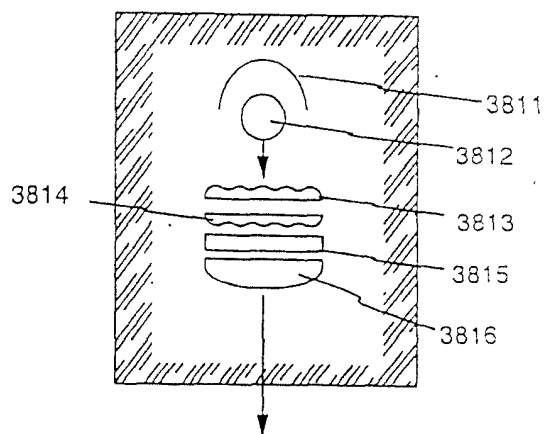


图 22D

图 23 先有技术

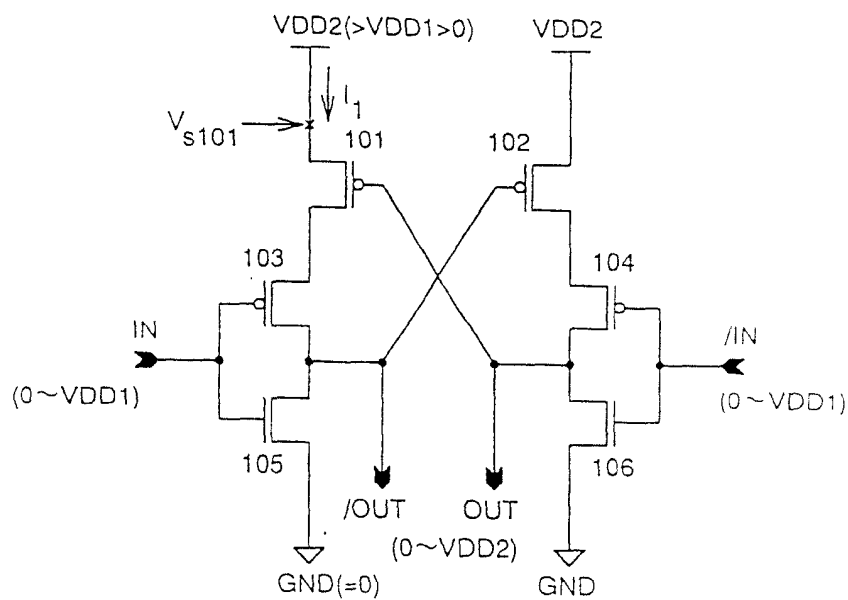


图 24 先有技术

