

[19]中华人民共和国专利局

[11] 授权公告号 CN 1033539C



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 91104950.9

[51]Int.Cl⁶

G04C 10/00

[45]授权公告日 1996 年 12 月 11 日

[24]颁证日 96.9.21

[21]申请号 91104950.9

[22]申请日 91.7.17

[30]优先权

[32]90.7.18 [33]JP[31]189690 / 90

[73]专利权人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京都

[72]发明人 早川求

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

H02J 15 / 00

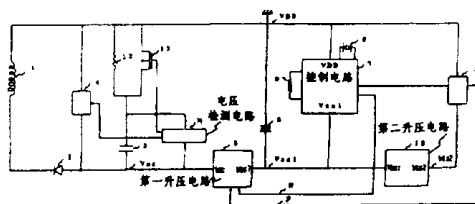
代理人 曹济洪 吴秉芬

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图页数 4 页

[54]发明名称 电子设备的电源电路

[57]摘要

一种电子设备（在最佳实施例中为电子手表）包括：一发电装置；一二次电源用以储存该发电装置所产生并馈来的电能且用作电子设备的电源；一第一升压电路用以提高该二次电源的电压；一第二升压电路，以及一个连接到第一升压电路的输出端并通过第一升压电路的输出端加以充电的电容器，用以提高该电容器的电压。一电压电平转换器将以第一升压电路输出电压为基准的控制信号转换成以第二升压电路输出为基准的控制信号以至少部分控制第一升压电路的运作。



权 利 要 求 书

1. 一种电子设备的电源电路，包括：

—发电装置；

—二次电源，用以储存所述发电装置所产生并馈来的电能；

—第一升压电路，用以提高所述二次电源的电压；

其特征在于，该电子设备的电源电路还包括：

—第二升压电路，具有一个连接到第一升压电路的输出端并通过第一升压电路的输出端加以充电的电容器，用以在以所述电容器作为电源的电子设备中提高所述电容器的电压；和

—电压电平转换器，用以将来自第一升压电路的控制信号转换成第二升压电路的输出电压电平。

电子设备的电源电路

本发明涉及一种具发电装置的电子设备的一种电源控制电路。

一般具发电装置的电子设备，例如日本公开专利公报60-203887所述的那一种，是将来自二次电源的电压加以升压，用此升压电压作为电源的；二次电源可以是例如高电容的电容器（以下简称电容器），储存所产生的电能。之所以采用这种设计是因为这种设计确保延长电子设备的工作时间。如果以电容器的电压作为初级电压，升压电路的输出电压作为次级电压，则就以次级电压电平作为升压电路的控制信号。

上述一般控制方法具有下述技术问题，这是由于升压电路中采用开关晶体管引起的。

当开关晶体管为MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）型时，它们所产生的电流可用下式表示。

在饱和区

$$I_d = \beta (V_{GS} - V_{TH})^2 / 2 \quad (1) \text{ 式}$$

在非饱和区

$$I_d = \beta \{ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - 2 V_{DS}^2 \} / 2 \quad (2) \text{ 式}$$

在后面的实施例中将更详细说明这个问题，而这里先简略加以说明。电容器电压达电压电平的某一范围或升压电压低时，上式中的 V_{GS} 小于 V_{TH} ，从而使各晶体管不导通并使升压过程停下来。升压过程停下来对采用由作为主电源的升压电压加以充电的电容器的电子设备来说是有害的。因为这时电子设备本身完全不能工作。

因此本发明的目的就是要解决上述问题。本发明可以使升压电路可靠工作，从而即使电容器电压达电压电平的某一范围或升压电压低时也可以避免电子设备停止工作。

本发明的电子设备包括：一发电装置；一二次电源，用以储存所述发电装置所产生并馈来的电能；一第一升压电路，用以提高所述二次电源的电压；一第二升压电路，具有一个连接到第一升压电路的输出端并通过第一升压电路的输出端加以充电的电容器，用以在所述电容器作为电源的电子设备中提高所述电容器的电压；和一电压电平转换器，用以将来自第一升压电路的控制信号转换成第二升压电路的输出电压电平。

现在参看附图更详细地说明本发明的内容。其中：

图 1 是本发明一个实施例的方框图。

图 2 是图 1 中第一升压电路 5 的原理图。

图 3 是表示图 2 中的升压电路如何工作的功能图。

图 4 是图 2 中所示的升压电路的时间图。

图 5 示出了构成第一升压电路 5 的各开关晶体管的导通状态电阻特性曲线。

图 6 示出了构成第一电路的各开关晶体管当 V_{TH} 达高电压范围时的导通状态电阻特性曲线。

图 7 示出了构成本发明的第一升压电路的各晶体管的导通状态电阻特性曲线。

图 1 是本发明电子设备的整个原理图。为说明这个实施例，这里引用了一个具有发电装置的电子手表。图 1 中的 1 表示借助于象日本未经实审的专利公报 61-093978 详述的那种发电装置产生交流电压的发电机线圈。2 是个整流二极管，整流二极管 2 将交流电压加以半波整流，然后将经半波整流的电压馈到高电容的电容器 3 上，使该电容

器充电。限幅器 4 是个防止电容器 3 充电过度的开关装置，它在电容器 3 的电压 V_{SC} （以下称电容器 3 的电压为 V_{SC} ）达预定的电压电平时起作用，用以旁路发电机线圈 1 中产生的电能。5 是第一升压电路，该电路将 V_{SC} 加以升压并将其馈到辅助电容器 6 上使电容器 6 充电。辅助电容器 6 处的电压 V_{SS1} 驱动控制电路 7（以下称辅助电容器 6 处的电压为 V_{SS1} ）。 V_{SS1} 为电子手表的主电源。8 是一个晶体振荡器，用作电子手表的时间标准源，它以 32768 赫的频率振荡。9 是周知的步进电动机的线圈，它与手表的指针连接，显示时间。10 是第二升压电路，该电路采用周知的用电容器充电的技术，进一步将主电源 V_{SS1} 加以升压，使其达规定的电压电平 V_{SS2} 。电平转换器 11 是周知的电压检测器，它将以 V_{SS1} 电压电平为基准的控制信号 P 转换成以 V_{SS2} 电压为基准的控制信号，从而将正在馈到第一升压电路 5 的控制信号 P 加以转换。来自控制电路 7 的控制信号 N 并没有改变 V_{SS1} 的电压电平而馈到第一升压电路 5 上。直接启动电阻器 12 应用手表启动开始时在其两端的交流压降启动振荡过程。晶体管 13 除在工作开始时外在正常情况下是导通的，它用以使直接启动电阻器 12 不致连接到充电电路上。电压检测器 14 将其预定的阈值电压与电容器 3 的电压电平 V_{SC} 进行比较，以此来控制晶体管 13 和限幅器 4 两者的通/断操作。预定的阈值电压有两个电平：一为 V_{ON} ，一为 V_{LIM} 。 $V_{SC} < V_{ON}$ 时，晶体管 13 系设定到截止状态，于是手表开始运转，从而使启动电阻器 12 投入运行。 $V_{SC} > V_{ON}$ 时，晶体管 13 系设定到导通状态，处于高电压范围。 V_{LIM} 系预先设定到几乎接近电容器 3 的最大电压额定值的电压电平，因而 V_{SC} 变得大于 V_{LIM} 时，限幅器 4 就起作用，保护电容器 3，使其不致过度充电。

图 2 是第一升压电路 5 的原理图。电容器 15 用以添加储存在辅助电容器 3 中的电荷。添加操作是在适当时钟脉冲的定时情况下在

MOSFET16至19接线方式的两种不同接线交替转接进行的。图3是该两种接线的功能示意图。这是周知的充电技术；辅助电容器电压 V_{SS1} 变为电容器电压 V_{SC} 的两倍。图4为用以控制图2所示的MOSFET16-19的通/断操作的控制信号P-1、P-2、N-1和N-2的时间图。在周期1期间，P-1和N-1都处于起作用的状态，这促使MOSFET16和18都导通。在周期2期间，P-2和N-2都处于起作用的状态，这促使MOSFET17和19都导通。此转接过程使所述两连接方式交替进行。

在一般的电子手表中，控制信号P-1和P-2系直接使用，无需如上述控制那样先从 V_{SS1} 电压电平转换成 V_{SS2} 电压电平，因此产生下列缺点。图5中，水平轴线表示电容器3的电压 V_{SC} ，垂直轴线表示MOSFET18的导通状态电阻。MOSFET18以互补的方式使用P沟道和N沟道，N沟道在 V_{SC} 的高压范围是导通的，P沟道在 V_{SC} 的低压范围是导通的。更具体地说，N沟道中的栅极电压（在图4中N-1控制信号的周期1期间）变成 V_{DD} 电平，源电压为 V_{SC} ， V_{GS} （栅极电压与源电压之间的电压差）变得与 V_{SC} 相等。若这时 V_{GS} ，因而 V_{SC} ，大于N沟道MOSFET的 V_{TH} ，则电流 I_d 流动，促使N沟道导通，这从(1)式即可联想到这一点。曲线1表示单个N沟道MOSFET的导通状态电阻特性，表明N沟道在 $V_{SC} > V_{TH}$ 的范围内是导通的。

P沟道中的栅极电压变为在P-1的电压值，因而（在图4中P-1控制信号的周期1期间）为 V_{SS1} 电平，源电压为 V_{SC} ， V_{GS} 则为 $V_{SS1} - V_{SC}$ 。根据(1)式，若 V_{GS} ，因而 $V_{SS1} - V_{SC}$ ，大于P沟道MOSFET的 V_{TH} ，则P沟道导通。曲线2表示单个P沟道MOSFET的导通状态电阻，表明P沟道当 $V_{SS1} - V_{SC} > V_{TH}$ 时导通，因而 $V_{SC} < V_{SS1} - V_{TH}$ 。曲线3表示单个P沟道MOSFET和单个N沟道MOSFET的导通状态复合电阻。从曲线3可以看出，电阻不处于导通状态时，升压电路在整个 V_{SC} 范围内增加到无穷大。但这种开关装置的布局有这样两个问题。

由于 I_d 取决于 V_{TH} ，因而产生第一个问题。若，例如，由于在集成电路制造过程中测射离子量发生变化而有较高的 V_{TH} ，则从(1) 式中可以联想到，电流 I_d 会非常小。发生这种情况时，升压电路就不能工作。这个问题对以升压电压作为主电源的系统是有害的。与图 5 中的 V_{TH} 比较，图 6 示出了 V_{TH} 高的实例，其中在电阻越来越增加到无穷大的情况下， I_d 不能在范围 1 中流通。在 V_{TH} 高的范围 1 中，N 沟道 MOSFET 的 $(V_{SC}-V_{TH})$ 为负值，P 沟道 MOSFET 的 $(V_{SS1}-V_{SC}-V_{TH})$ 也为负值。这就是说，两沟道不能互相补偿。鉴于整个系统是从 V_{SS1} 电压电平工作的，因而第二个问题以如下的方式产生：当 V_{SS1} 电压由于，例如，电动机驱动脉冲输出而偶然瞬时下降时， $(V_{SS1}-V_{SC}-V_{TH})$ 就从正变为负，这促使范围 1 扩大，从而使升压操作停下来。

为解决这些问题，本发明将 P-1 和 P-2 作为 P 沟道 MOSFET 的栅极控制信号都转换成 V_{SS2} 电压电平。于是 P 沟道 MOSFET 的 V_{GS} 就变为 $V_{SS2}-V_{SC}$ 。(1) 式中的 $V_{SS2}-V_{SC}-V_{TH}$ 可使其保持正值，因为 V_{SS2} 借助于图 1 中的第二升压电路 10 增加且达到 V_{SS1} 电压电平的两倍。图 7 示出了这一点。虚线 1 表示 MOSFET 由 V_{SS1} 电压电平控制的普通情况。应该指出，电阻在 $V_{SS1}-V_{TH}$ 阈值线处增加到无穷大。相比之下，曲线 2 表示转接过程由 V_{SS2} 电压电平控制、经改进的情况。应该指出，由于阈值线移到 $V_{SS2}-V_{TH}$ ，进入电压更高的范围，因而包括 N 沟道 MOSFET 的电阻在内的复合电阻（曲线 3）不致增加到无穷大。

上述说明也适用于 MOSFET 17。P 沟道 MOSFET 的栅极控制信号 P-2 转换成 V_{SS2} 电压电平且 N 沟道 MOSFET 的 V_{GS} 变为 V_{TH} 时， V_{GS} 变为 $V_{SS2}-V_{TH}$ 。本发明也使 MOSFET 17 得到与 MOSFET 18 同样的改进。栅极控制信号在其馈到升压电路的各开关 MOSFET 之前先升一次压，可以确保象这种电子手表用升压网络升压的电源电压工作的系统在其各电容

器的整个电压范围内可靠工作，从而获得很大的好处。

如上所述，本发明的电子设备的电源电路包括：

一发电装置；

一二次电源，用以储存所述发电装置所产生并馈来的电能；

一第一升压电路，用以提高所述二次电源的电压；

一第二升压电路，具有一个连接到第一升压电路的输出端并通过第一升压电路的输出端加以充电的电容器，用以在以所述电容器作为电源的电子设备中提高所述电容器的电压；和

一电压电平转换器，用以将来自第一升压电路的控制信号转换成第二升压电路的输出电压电平。这种象本发明的电子设备那样用升压电路升压的电源电压工作的系统，其升压操作可以确保在各电容器的整个电压范围内可靠进行，从而避免对这种电子设备有害的升压操作的中途停顿。由于本发明将升压电路 P 沟道 MOSFET 的阈值电压从 $V_{SS1}-V_{TH}$ 移到 $V_{SS2}-V_{TH}$ ，因而在制造集成电路工艺中对 V_{TH} 技术规格的要求就可以从宽，从而提高集成电路的产量和降低成本。此外由于本发明使升压电压的瞬时电压降有更大的裕度，因而充电以提供 V_{SS1} 的辅助电容器 6 的电容技术规格可以有更宽的容许偏差范围，满足了低成本和占地面积小的设计的要求。

说明书附图

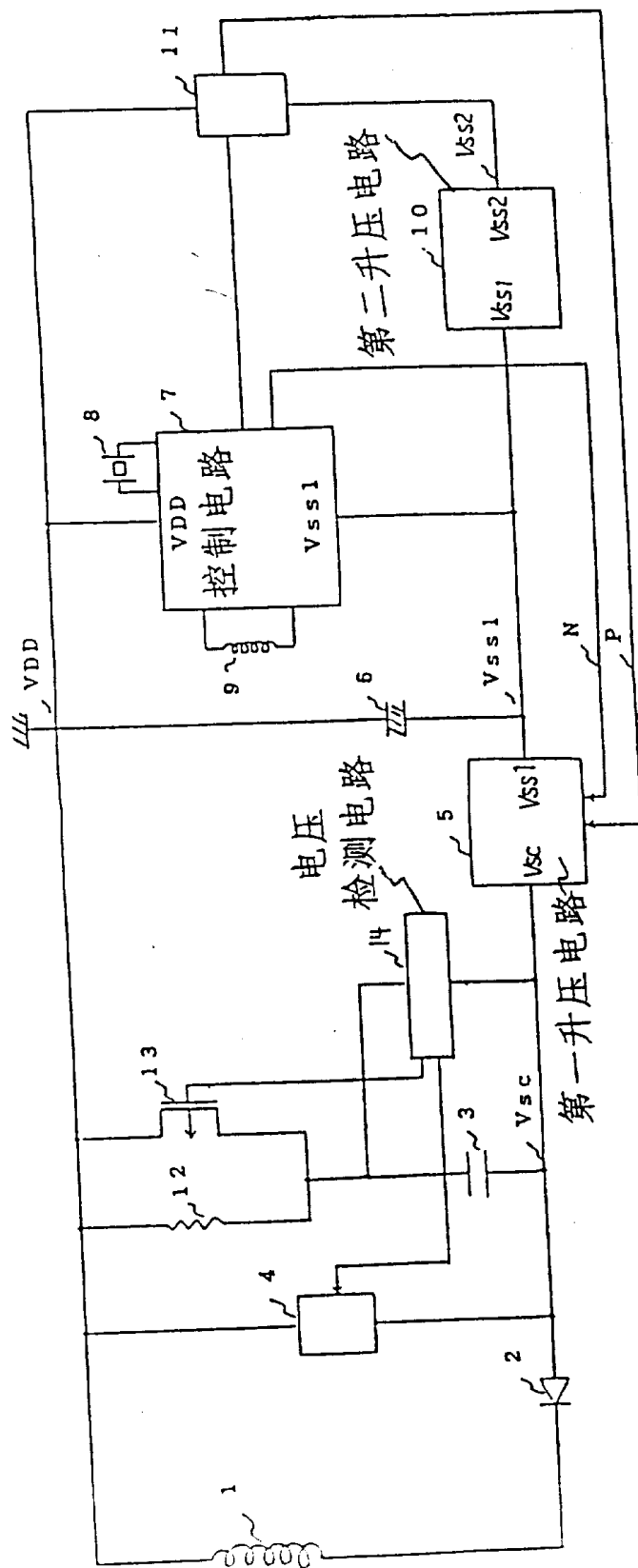


图 1

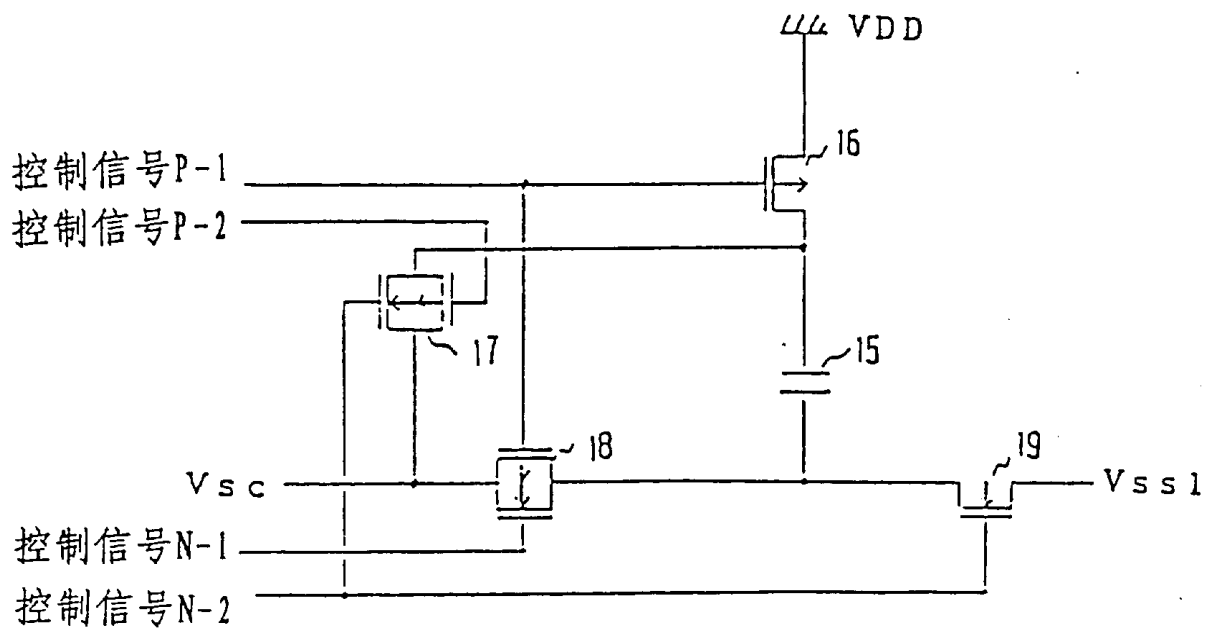


图 2

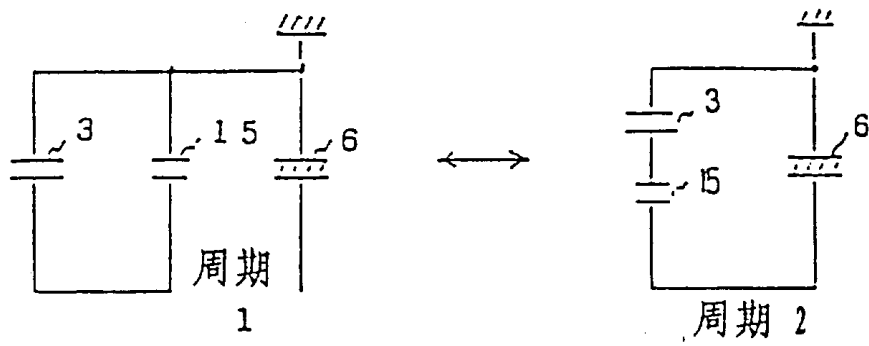


图 3

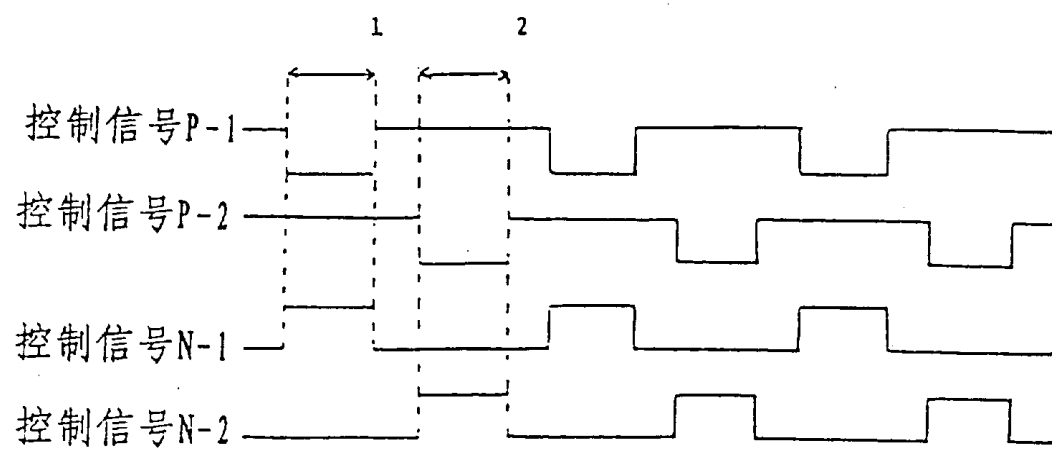


图 4

导通状态电阻

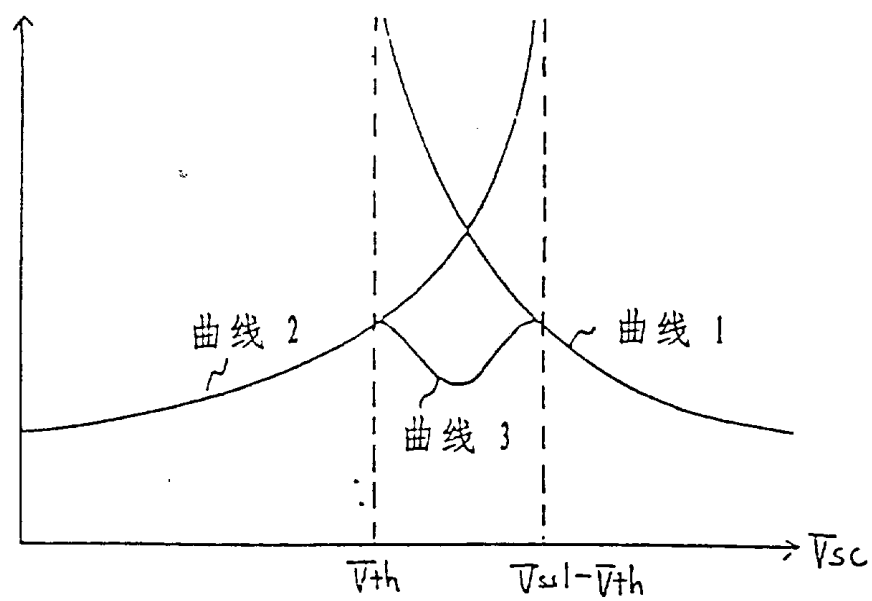


图 5

导通状态电阻

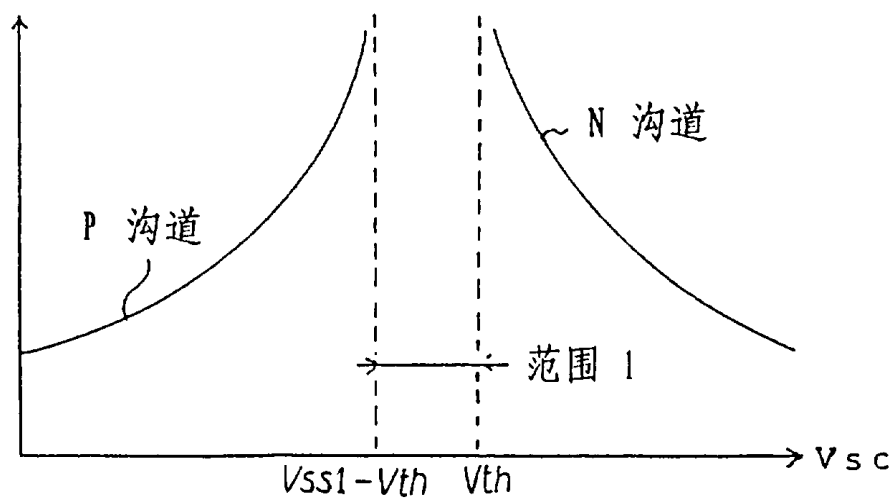


图 6

导通状态电阻

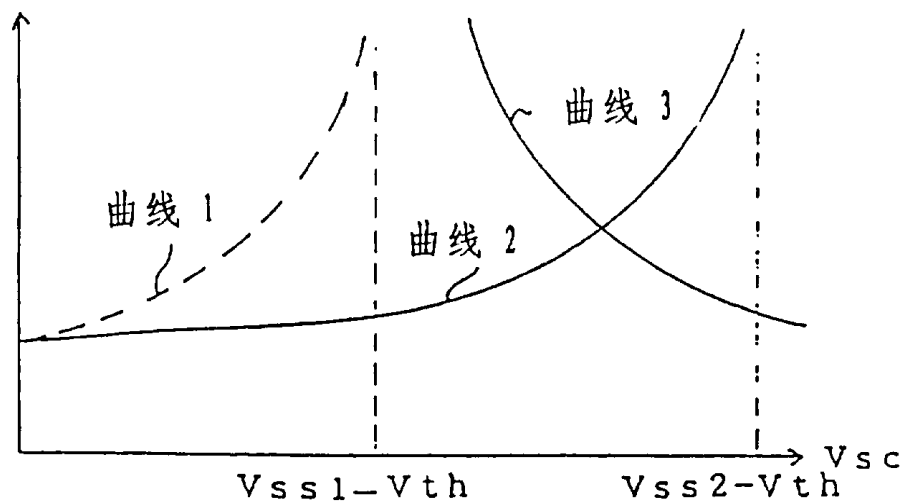


图 7