

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03K 19/0175 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410069909.9

[45] 授权公告日 2006 年 12 月 27 日

[11] 授权公告号 CN 1292542C

[22] 申请日 2004.7.19

[21] 申请号 200410069909.9

[30] 优先权

[32] 2003.10.15 [33] JP [31] 2003-354738

[73] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 青池昌洋

审查员 李燕东

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司  
代理人 汪惠民

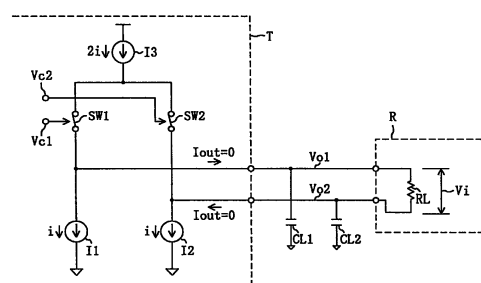
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 6 页

[54] 发明名称

小振幅差动接口电路

[57] 摘要

一种小振幅差动接口电路，具有第一、第二及第三电流源 ( $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ )、和第一及第二开关元件 ( $SW1$ 、 $SW2$ )，第一及第二电流源 ( $I_1$ 、 $I_2$ ) 的电流值相互相等，且第三电流源  $I_3$  的电流值是第一及第二电流源 ( $I_1$ 、 $I_2$ ) 电流值的两倍，第一电流源 ( $I_1$ ) 和第三电流源 ( $I_3$ ) 通过第一开关元件 ( $SW1$ ) 连接、第二电流源 ( $I_2$ ) 和第三电流源 ( $I_3$ ) 通过第二开关元件 ( $SW2$ ) 连接，分别从第一开关元件 ( $SW1$ ) 和第一电流源 ( $I_1$ ) 的连接点取第一输出 ( $V_{o1}$ )、从第二开关元件 ( $SW2$ ) 和第二电流源 ( $I_2$ ) 的连接点取第二输出 ( $V_{o2}$ )。这样，可以解决在切换输出极性而两个开关元件同时关断时产生 DC 电平变动的问题。



- 1、一种小振幅差动接口电路，其特征在于，  
具有第一、第二及第三电流源、和第一及第二开关元件；  
所述第一及第二电流源的电流值相互相等，且所述第三电流源的电流值为所述第一及第二电流源的电流值的2倍；  
所述第一电流源和所述第三电流源通过所述第一开关元件连接，所述第二电流源和所述第三电流源通过所述第二开关元件连接；  
具有从所述第一开关元件和所述第一电流源的连接点取出第一输出，从所述第二开关元件和所述第二电流源的连接点取出第二输出的结构；  
还具有：在输出极性变化的过渡状态下施加到所述第一及第二开关元件各自上的控制电压成为相互相等的电压时，控制所述第一及第二开关元件均成为接通状态的单元。
- 2、根据权利要求1所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，  
还具有：在所述第一及第二开关元件成为接通状态的控制电压变化时，跟随该变化而改变施加到所述第一及第二开关元件的控制电压的单元。
- 3、根据权利要求1所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，  
还具有：用于调整所述第一、第二及第三电流源的电流值的单元。
- 4、根据权利要求1所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，  
还具有：通过读取所述第一及第二输出的各电位，以供给输出振幅值监视信号和输出DC电平监视信号的单元。
- 5、根据权利要求4所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，  
还具有：根据所述输出振幅值监视信号，用于调整所述第一、第二及第三电流源的电流值的单元。
- 6、根据权利要求4所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，  
还具有：根据所述输出DC电平监视信号，用于调整所述第一、第二及第三电流源的电流值平衡的单元。
- 7、根据权利要求1所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，

---

还具有：在不进行通信时，使所述第一及第二开关元件双方均处于关断状态的单元。

8、根据权利要求 1 所述的小振幅差动接口电路，其特征在于，还具有：介于所述第一和所述第二输出之间的、开关和电阻的串联电路。

## 小振幅差动接口电路

### 技术领域

本发明涉及一种半导体装置间的高速接口等有用的小振幅差动接口电路。

### 技术背景

根据专利文献 1 的技术，由 2 个输出电流源、2 个吸收电流源、4 个开关元件构成小振幅差动接口的驱动电路。而根据专利文献 2 的技术，由 1 个输出电流源、1 个吸收电流源、4 个开关元件构成小振幅差动接口的驱动电路。任何一项技术，均可通过 H 电桥切换输出电流的方向，从而进行信号传输。

为了使电源低电压化，在上述专利文献 1 技术中省略了输出电流源的 2 个开关元件，将 2 个吸收电流源的各自电流值设定为各输出电流源的电流值的 2 倍。然而，在切换输出极性时，若双方的开关元件同时处于开状态，则对应于外部负载电容输出的电流与吸收的电流相等这一关系被破坏，故由外部负载电容的电荷量变化会使 DC（直流）电平变化。一旦 DC 电平变化，发、收信间的相对接地电平变化的余量减小，最坏的情况是不能通信。由于这种同时开的状态发生在输出极性变化时，故输出信号的频率越高其影响表现得越显著。由于要求高速切换故其对策困难。

在上述专利文献 2 的构成中，不发生 DC 电平的变化，而由于在电流路径插入 2 个开关元件，故由这些开关元件形成的电压降大，在使电源电压低电压化时成为需解决的课题。

专利文献 1：美国专利第 5418478 号说明书；

专利文献 2：美国专利第 6111431 号说明书。

### 发明内容

本发明的目的在于消除上述现有技术存在的问题，使输出信号的 DC 电平不发生变化，提供面向低电压化构成的小振幅差动接口电路。

为了达到上述目的，有关本发明的小振幅差动接口电路，具有第一、第二及第三电流源、和第一及第二开关元件；上述第一及第二电流源的电流值相互相等，且上述第三电流源的电流值为上述第一及第二电流源的电流值的 2 倍；上述第一电流源和上述第三电流源通过上述第一开关元件连接，上述第二电流源和上述第三电流源通过上述第二开关元件连接；具有从上述第一开关元件和上述第一电流源的连接点取出第一输出，从上述第二开关元件和上述第二电流源的连接点取出第二输出的结构；还具有：在输出极性变化的过渡状态下施加到所述第一及第二开关元件各自上的控制电压成为相互相等的电压时，控制所述第一及第二开关元件均成为接通状态的单元。

根据本发明，流过第一电流源和第二电流源的电流之和为流过第三电流源的电流值。因此，即使在第一开关元件和第二开关元件同时成为接通状态，对于外部负载电容输出的电流和吸收的电流的总和为 0，电荷量不发生变化，故不发生伴随输出极性变化而引起的 DC 电平变化。

总之，有关本发明的小振幅接口电路可以实现低电源电压动作，而且不发生输出信号的 DC 电平变化。而且，还不存在断开状态的电流源，具有过渡特性好的效果，和因电流源从 4 个减至 3 个而减少面积的效果。

## 附图说明

图 1 是有关本发明第一实施方式的小振幅差动接口电路的简要构成图。

图 2 是有关本发明第二实施方式的小振幅差动接口电路的简要构成图。

图 3 是表示图 1 中发送电路的详细构成例框图。

图 4 是表示图 3 中驱动电路内部构成的电路图。

图 5 是表示图 3 中开关控制电路内部构成的电路图。

图 6 是表示图 3 中电流控制电路内部构成的电路图。

图中：100—驱动电路，101—第一电流源晶体管，102—第二电流源晶体管，103—第三电流源晶体管，104、105—P 沟道 MOS 晶体管，106—N 沟道 MOS 晶体管，107—第一开关元件，108—第二开关元件，109—可变基准电流源，112—开关，113—电阻，200—开关控制电路，201、

202、204、205—电阻，203—源极跟随电路，206、207—差动放大器，208、209—差动放大电路，210、211—开关，300—电流控制电路，301—加法器，302、305—运算器，303、304、306—减法器，I1—第一电流源，I2—第二电流源，I3—第三电流源，R—接收电路，Samp—输出振幅值监视信号，Sc1、Sc2—电流控制信号，Sdc—输出 DC 电平监视信号，SW1—第一开关元件，SW2—第二开关元件，T—发送电路，Vc1、Vc2—开关控制电压，Vo1—第一输出，Vo2—第二输出。

### 具体实施方式

以下参照附图说明本发明的实施方式。

图 1 及图 2 表示有关本发明实施方式的小振幅接口电路的简要构成。在两图中，T 是发送电路、I1 是第一电流源、I2 是第二电流源、I3 是第三电流源、SW1 是第一开关元件、SW2 是第二开关元件、Vc1 是第一开关控制电压、Vc2 是第二开关控制电压、Vo1 是第一输出、Vo2 是第二输出、CL1，CL2 是负载电容、R 是接收电路、RL 是负载电阻、Vi 是在负载电阻 RL 两端产生的电压。

可以得到以下两种构成的任何一种：其一构成为图 1 所示的第三电流源 I3 连接到电源（输出）侧，第一电流源 I1 及第二电流源 I2 连接到接地（吸收）侧；其二构成为图 2 所示的第一电流源 I1 及第二电流源 I2 连接到电源（输出）侧，第三电流源 I3 连接到接地（吸收）侧。

第一开关元件 SW1 和第二开关元件 SW2 在正常状态下只有其中一个处于断开状态。当第一开关元件 SW1 处于断开状态时，电流  $i$  通过负载电阻 RL 流到第一电流源 I1，第二电流源 I2 的电流  $i$  在发送电路 T 内部流向第三电流源 I3。同样，当第二开关元件 SW2 处于断开状态时，电流  $i$  通过负载电阻 RL 流到第二电流源 I2，第一电流源 I1 的电流  $i$  在发送电路 T 内部流向第三电流源 I3。在第一开关元件 SW1 处于断开状态时和第二开关元件 SW2 处于断开状态时，流过负载电阻 RL 的电流的方向相反，因此接收电路 R 根据在负载电阻 RL 两端产生的电压 Vi 进行信号判别。

另外，即使第一开关元件 SW1 和第二开关元件 SW2 同时处在接通状态，如图 1 及图 2 所示 ( $I_{out}=0$ )，对负载电容 CL1、CL2 输出的电流和吸

收的电流的总和为 0，电荷量不发生变化，故不发生伴随输出极性变化的 DC 电平变化。

图 3 表示图 1 中的发送电路 T 的详细构成例。在图 3 中，100 是驱动电路，200 是开关控制电路，300 是电流控制电路， $V_{in}$  是逻辑输入电压， $V_{th}$  是阈值电压， $Sc1$  是第一电流控制信号， $Sc2$  是第二电流控制信号， $Samp$  是输出振幅值监视信号， $Sdc$  是输出 DC 电平监视信号。

图 4 表示采用 CMOS 构成图 3 中的驱动电路 100 的例子。图 4 的驱动电路 100 包括：作为上述第一电流源（吸收电流源） $I1$  的 N 沟道 MOS 晶体管（第一电流源晶体管）101、作为上述第二电流源（吸收电流源） $I2$  的 N 沟道 MOS 晶体管（第二电流源晶体管）102、作为上述第三电流源（输出电流源） $I3$  的 P 沟道 MOS 晶体管（第三电流源晶体管）103、作为上述第一开关元件 SW1 的 N 沟道 MOS 晶体管 107、和作为上述第二开关元件 SW2 的 N 沟道 MOS 晶体管 108，在此基础上还包括：电流值可变的可变基准电流源 109、构成镜像电流电路的第一及第二 P 沟道 MOS 晶体管 104、105 及 N 沟道 MOS 晶体管 106、和在两输出  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  间串联插入的开关 112 及电阻 113。

可变基准电流源 109 连接在第一 P 沟道 MOS 晶体管 104 的漏电极和地之间，流过第一 P 沟道 MOS 晶体管 104 的漏极电流。第一 P 沟道 MOS 晶体管 104 由可变基准电流源 109 的电流生成使第三电流源晶体管 103 动作的栅极电压。第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 根据输出电流的电流值生成流入 N 沟道 MOS 晶体管 106 的电流。N 沟道 MOS 晶体管 106 生成使第一电流源晶体管 101 及第二电流源晶体管 102 动作的栅极电压。第三电流源晶体管 103 的源电极接电源，栅电极与第一 P 沟道 MOS 晶体管 104 的栅电极连接。第一 P 沟道 MOS 晶体管 104 的源电极与电源连接、栅电极与自身的漏电极连接。第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 栅极大小可变，栅电极与第三电流源晶体管 103 的栅电极连接，源电极与电源连接，漏电极与 N 沟道 MOS 晶体管 106 的漏电极连接。详细讲，第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 由互相并联连接的多个 P 沟道 MOS 晶体管构成，其中有源晶体管的数量由电流控制信号  $Sc2$  控制。

第一电流源晶体管 101 及第二电流源晶体管 102，其源电极接地，栅电极与 N 沟道 MOS 晶体管 106 的栅电极连接，漏电极分别与第一开关元件 107、第二开关元件 108 的源电极连接。第一开关元件 107 的漏电极及第二开关元件 108 的漏电极同时与第三电流源晶体管 103 的漏电极连接。第一开关元件 107 及第二开关元件 108 的栅电极分别接于第一及第二开关控制电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$ 。第一输出  $V_{o1}$  与第一开关元件 107 的源电极连接，第二输出  $V_{o2}$  与第二开关元件 108 的源电极连接。另外，在第一输出  $V_{o1}$  和第二输出  $V_{o2}$  之间串联接入开关 112 和电阻 113。

按照图 4 的构成，根据来自开关控制电路 200 的控制信号  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  决定第一开关元件 107 和第二开关元件 108 的哪一个导通，决定输出电流的方向。再者，通过改变可变基准电流源 109 的电流值可使输出电流值变化，通过改变第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 栅极大小，来调整吸收电流和输出电流间的平衡。另外，通过闭合开关 112，在第一输出  $V_{o1}$  和第二输出  $V_{o2}$  之间插入电阻 113。

图 4 的驱动电路 100，即使第一开关元件 107 和第二开关元件 108 双方均处于导通状态，DC 电平也不变化。而且，输出电流的电流值及 DC 电平可调。同时，由于第一及第二开关元件 107、108 均具有源极跟随电路，故可防止由镜象效果引起的开关速度降低，可实现高速开关。

再者，通过接通与电阻 113 串联连接的开关 112，实现与负载电阻  $R_L$  并联插入电阻 113，通过修正从输出端看到的负载电阻  $R_L$  的值，可抑制由接收侧的电阻值变化造成的振幅值变化。而且，即使在接收侧没有负载电阻，作为电压输出型的差动接口也可利用。

图 5 表示图 3 中的开关控制电路 200 的内部构成。图 5 的开关控制电路 200 由以下部分构成：连接于驱动电路 100 的第一及第二输出  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  的 2 个电阻 201、202、由与驱动电路 100 的第一及第二开关元件 107、108 等价的晶体管和电阻构成的源极跟随电路 203、将由 2 个电阻 201、202 分压得到的第一及第二输出  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  的中点电压和以源极跟随电路 203 的输出电压作为输入的第一差动放大器 206、向驱动电路 100 供给控制电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  的第一差动放大电路 208、与该第一差动放大电路 208 等价且将差动输入端短路的第二差动放大电路 209、将第二差动放大电路 209



的输出和第一差动放大器 206 的输出作为输入的第二差动放大器 207、和将第一差动放大器 206 的输出电压分压后供给源极跟随回路 203 的 2 个电阻 204、205。

源极跟随回路 203 的栅极输入是由第一差动放大器 206 的输出通过 2 个电阻 204、205 分压后得到，第一及第二差动放大电路 208、209 的偏置电流由第二差动放大器 207 的输出控制。第二差动放大电路 209 的两个输入及第一差动放大电路 208 的一个输入与同一阈值电压  $V_{th}$  连接，第一差动放大电路 208 的另一个输入是逻辑输入电压  $V_{in}$ 。即，根据逻辑输入电压  $V_{in}$  比阈值电压  $V_{th}$  高还是低，来决定驱动电路 100 的第一及第二开关控制电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$ ，从而决定第一开关元件 107 和第二开关元件 108 的哪一个闭合。

两个开关控制电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  相等时，其开关控制电压  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$  与第二差动放大电路 209 的输出相等。第二差动放大电路 209 的输出电压由第二差动放大器 207 进行反馈控制，其电压值与第一差动放大器 206 的输出电压相等。再者，通过反馈控制第一差动放大器 206 的输出电压使源极跟随回路 203 的输出电压与第一及第二输出  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  的中点电压相等。

构成源极跟随回路 203 的晶体管与驱动电路 100 的第一及第二开关元件 107、108 等价，因此源极跟随电路 203 的栅极电压，对于第一开关元件 107 或第二开关元件 108 中源极电压高的一方的元件的栅极电压，只是输出振幅的一半低的电压。因第一差动放大器 206 的输出电压是由 2 个电阻 204、205 构成源极跟随电路 203 的栅极电位的分压电路的分压比的倒数倍，故设定分压比使其电压比第一开关元件 107 或第二开关元件 108 中源极电压高的一方的元件的栅极电压还高。

另外，接有将第一开关控制电压  $V_{c1}$  强制接至地电平的开关 210、和将第二开关控制电压  $V_{c2}$  强制接至地电平的开关 211，以用于不通信时。

通过使用图 5 构成的开关控制电路 200，即使晶体管在因制造分散性和温度变化造成第一及第二开关元件 107、108 在导通状态下的电压变化的情况下，也可以实现跟随由等价晶体管构成的源极跟随电路 203 的栅极电位，其结果通过跟踪第一差动放大器 206 的输出电压，也跟踪第一开关

控制电压  $V_{c1}$  和第二开关控制电压  $V_{c2}$  相等时的电压值,可以连续取比第一及第二开关元件 107、108 在接通状态下的电压稍高一些的电压。

再者,通过开关 210、211 可以将第一及第二开关元件 107、108 双方均置于断开状态。这样,根据不通信时 DC 电平的变化,对于接收侧,可传达不使用通信线路的信息,可使接收电路 R 停电。

图 6 表示图 3 的电流控制电路 300 的内部构成。在图 6 中,301 是加法器、303、304、306 是减法器、302 是乘 1/2 的运算器、305 是绝对值化的运算器。

图 6 的电流控制电路 300,以驱动电路 100 的第一及第二输出  $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$  为输入,具有输出以下信号的功能:输出 DC 电平监视信号  $S_{dc}$ 、输出振幅值监视信号  $S_{amp}$ 、用于调整驱动电路 100 的可变基准电流源 109 电流值的第一电流控制信号  $S_{c1}$ 、和用于调整驱动电路 100 的第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 栅极大小的第二电流控制信号  $S_{c2}$ 。

输出 DC 电平监视信号  $S_{dc}$  是驱动电路 100 的第一输出  $V_{o1}$  和第二输出  $V_{o2}$  的电压之和的 1/2,将 DC 电平设定值和输出 DC 电平监视信号  $S_{dc}$  的差分,作为变更第二 P 沟道 MOS 晶体管 105 的栅极大小的第二电流控制信号  $S_{c2}$ 。此外,输出振幅监视信号  $S_{amp}$  取驱动电路 100 的第一输出  $V_{o1}$  和第二输出  $V_{o2}$  的电压差,将振幅设定值和输出振幅监视信号  $S_{amp}$  的差分,作为调整可变基准电流源 109 的电流值的第一电流控制信号  $S_{c1}$  输出。第一输出  $V_{o1}$  和第二输出  $V_{o2}$  的各电压值的获取,以及加减等运算由 AD 转换器及运算电路完成。

通过采用图 6 中的电流控制电路 300,可调整输出电流,而且,由于对应于负荷电容  $CL1$ 、 $CL2$  可调整输入电流和输出电流之间的平衡,因此,可改变输入振幅及 DC 电平。还可以进行发送电路 T 的自检。

如上所述,利用本发明,可在输出极性变化的过渡状态防止第一及第二开关元件 107、108 均为断开状态,从而可防止 DC 电平的变动。而且,在输出极性切换时,由于在第一及第二开关元件 107、108 均为接通状态的时间,与变为接通状态的控制电压无关是一定的,故可将输出变化时的过渡特性保持一定。

另外,即使在改变负载电阻  $R_L$  的阻值以匹配传输线路的阻抗时,由

于还可通过控制电流以使其阻抗匹配，故可获得最佳振幅值。而且，在接收电路 R 内设有负载电阻  $R_L$  的情况下，还可吸收电阻值的过程变化。并且，由于可自由设定 DC 电平，故可吸收因过程的分散性等引起的 DC 电平的变化。

#### 产业利用的可能性

有关本发明的小振幅差动接口电路在低电源电压下动作，对于半导体过程变化具有允许范围宽的特点，可用于半导体装置间的高速接口。而且，还可用于需要高速通信方式的装置间的接口。

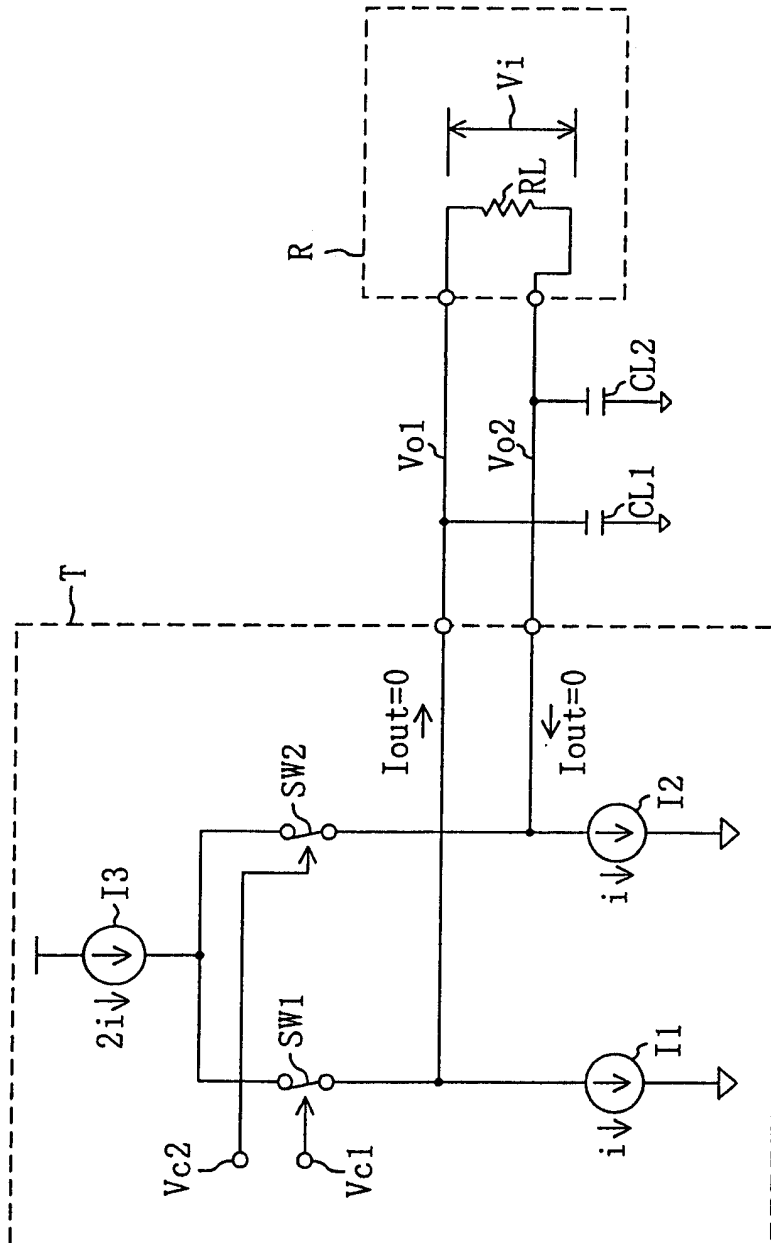


图 1

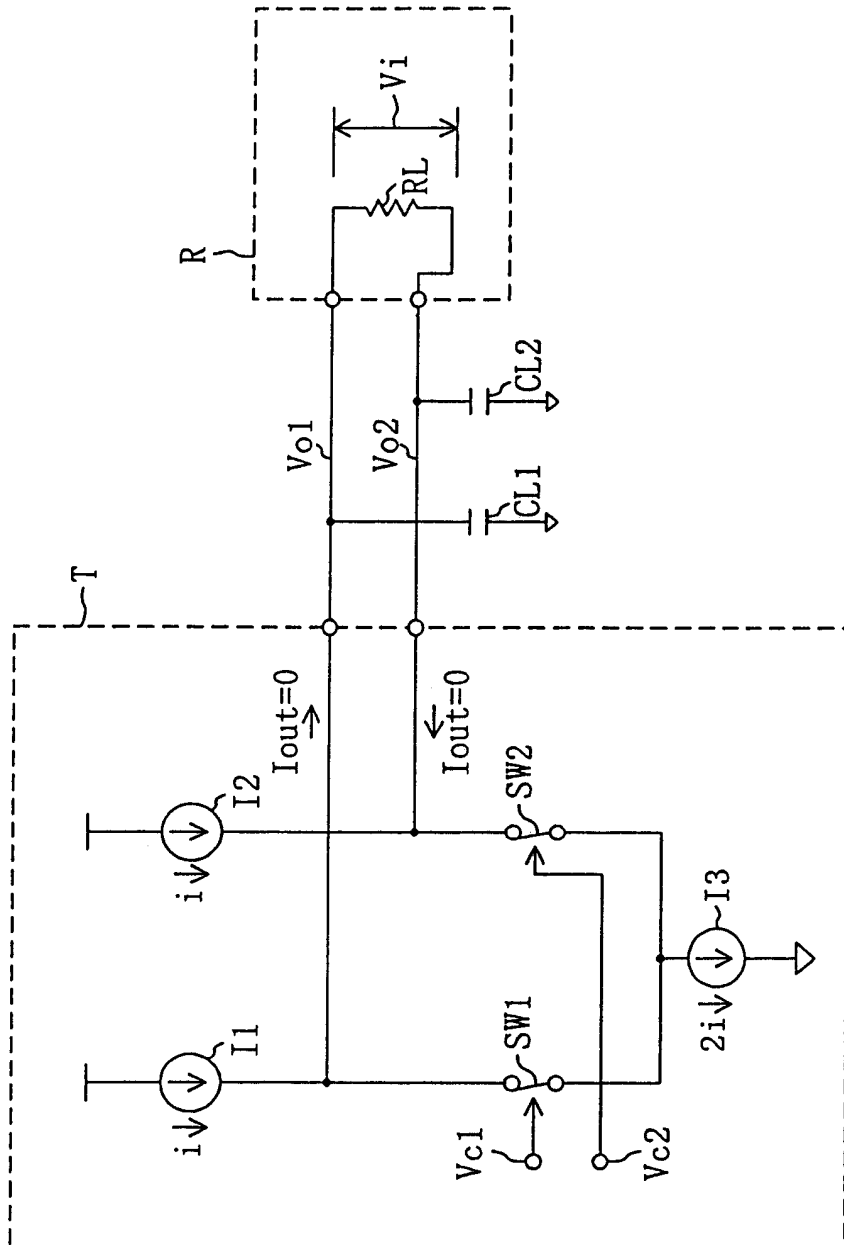


图 2

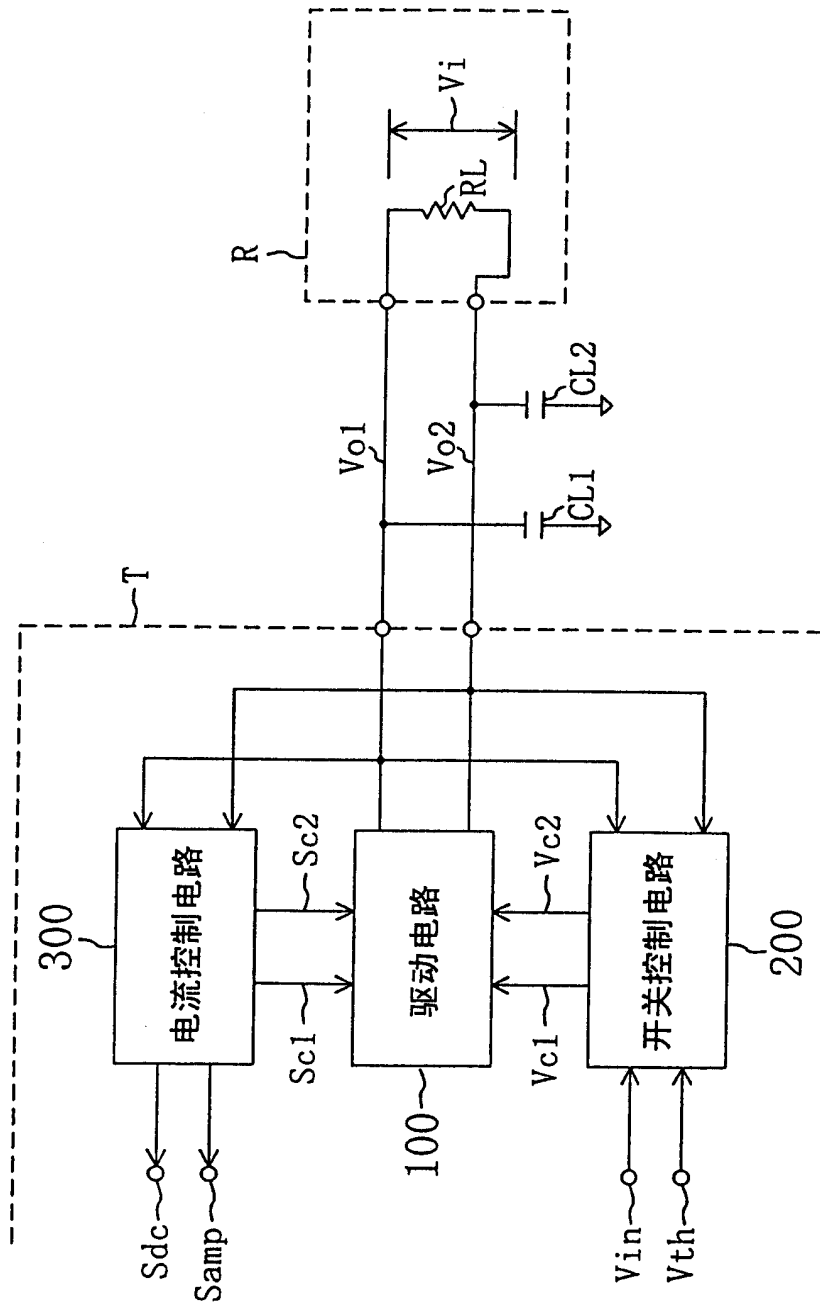


图 3

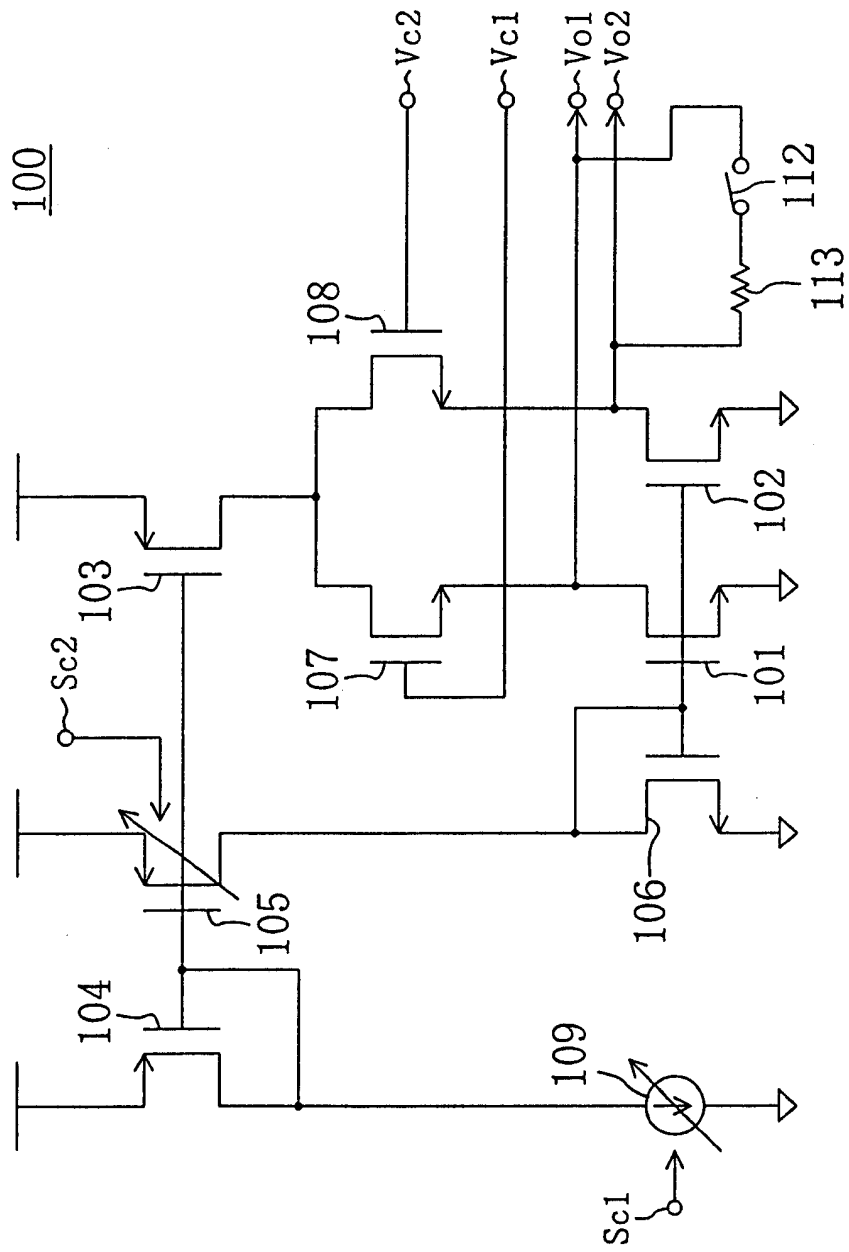


图 4

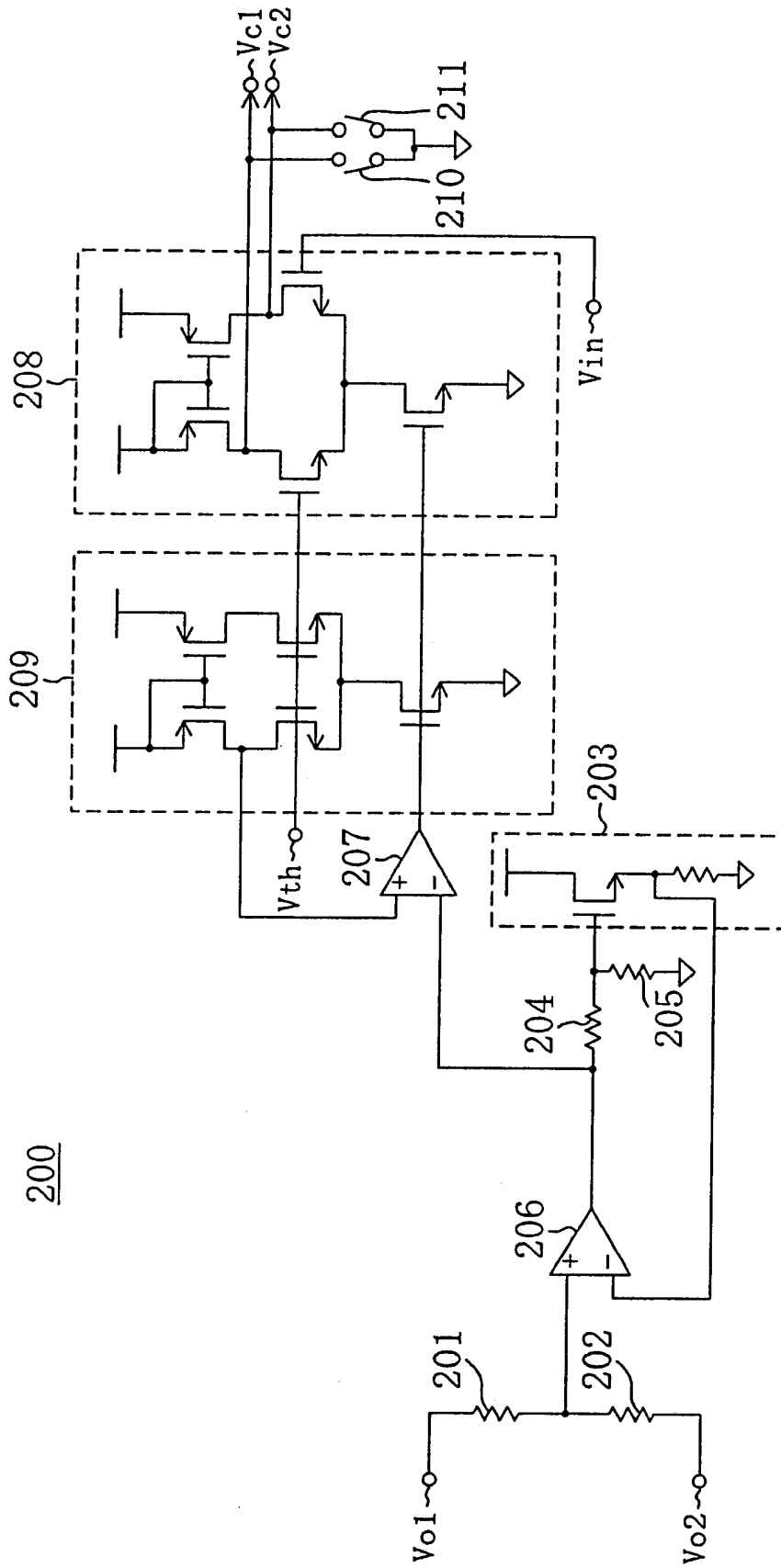


图 5



300

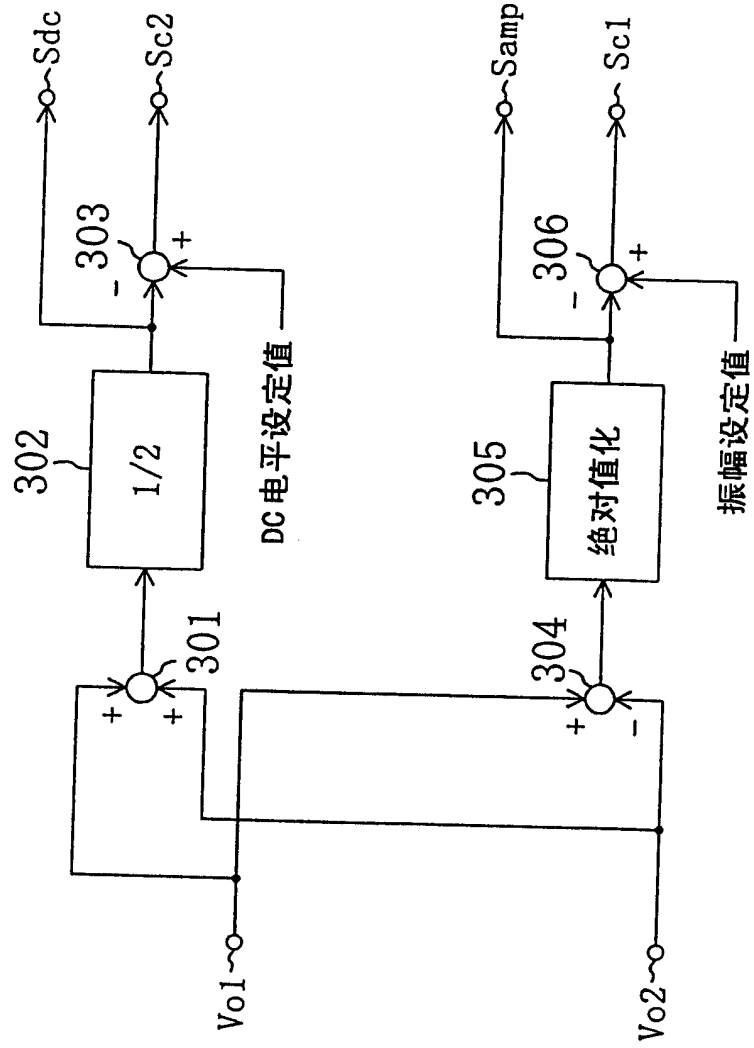


图 6