



(21) 申请号 202011430081.0

(22) 申请日 2020.12.07

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112994673 A

(43) 申请公布日 2021.06.18

(30) 优先权数据
2019-224421 2019.12.12 JP

(73) 专利权人 三菱电机株式会社
地址 日本东京

(72) 发明人 羽生洋 山本晃央

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理
有限公司 11112
专利代理师 何立波 张天舒

(51) Int.Cl.
H03K 17/567 (2006.01)

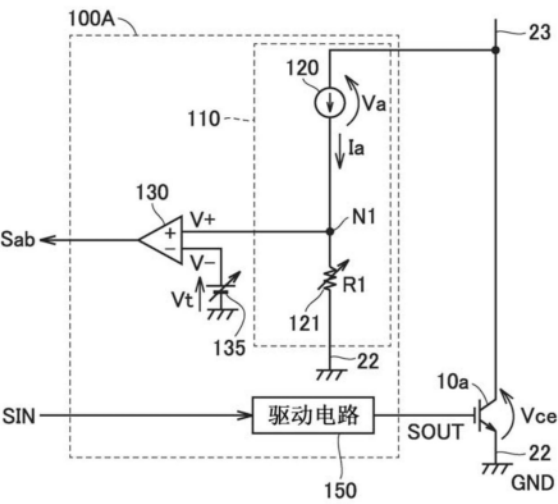
(56) 对比文件
JP 2007019728 A, 2007.01.25
JP H05146049 A, 1993.06.11
JP H03105262 A, 1991.05.02

审查员 陈曦

权利要求书1页 说明书8页 附图7页

(54) 发明名称
半导体装置

(57) 摘要
本发明涉及半导体装置。检测电路(110)具有在由驱动电路(150)进行通断的开关元件(10a)的正电极以及负电极之间经由第1节点(N1)而串联连接的电流源(120)以及电阻元件(121)。电压比较器(130)输出表示被输入进来的直流电压(V_t)与第1节点(N1)的电压之间的比较结果的检测信号(S_{ab})。直流电压(V_t)以及电阻元件(121)的电阻值(R_1)被设定为,在正电极以及负电极之间的电极间电压比预先确定的判定电压高时,第1节点的电压比直流电压(V_t)高。检测电路(110)以及电压比较器(130)搭载于构成半导体装置(100A)的相同的集成电路之上。



1. 一种半导体装置,其具有:
检测电路,其连接于半导体开关元件的正电极以及负电极之间,
所述检测电路包含在所述正电极以及所述负电极之间经由第1节点而串联连接的电流源以及具有第1电阻值的第1电阻元件,
所述电流源以伴随所述正电极的电压相对于所述负电极变高,输出电流朝向饱和的恒定值增加的方式进行动作,
所述半导体装置还具有:
电压比较器,其输出被输入至第2节点的直流电压与所述第1节点的电压之间的比较结果,
所述直流电压以及所述第1电阻值被设定为,在所述正电极以及所述负电极之间的电极间电压比预先确定的判定电压高时,所述第1节点的电压比所述直流电压高,
所述检测电路以及所述电压比较器搭载于相同的集成电路之上。
2. 根据权利要求1所述的半导体装置,其中,
所述检测电路还包含:
第2电阻元件,其在所述正电极以及所述第1节点之间与所述电流源串联连接,
所述第2电阻元件具有第2电阻值,
所述第1以及第2电阻值、所述直流电压被设定为,在所述电极间电压比所述判定电压高时,所述第1节点的电压比所述直流电压高。
3. 根据权利要求1所述的半导体装置,其中,
所述电流源具有进行了二极管连接的场效应晶体管。
4. 根据权利要求2所述的半导体装置,其中,
所述电流源具有进行了二极管连接的场效应晶体管。
5. 根据权利要求1所述的半导体装置,其中,
所述电流源具有构成电流镜电路的多个场效应晶体管。
6. 根据权利要求2所述的半导体装置,其中,
所述电流源具有构成电流镜电路的多个场效应晶体管。
7. 根据权利要求1至6中任一项所述的半导体装置,其中,
还具有对所述半导体开关元件的控制电极进行驱动的驱动电路,
所述驱动电路搭载于与所述检测电路以及所述电压比较器相同的所述集成电路之上。
8. 根据权利要求7所述的半导体装置,其中,
还具有保护电路,该保护电路接收用于对所述半导体开关元件的通断进行控制的第1控制信号和所述电压比较器的输出信号,向所述驱动电路输出第2控制信号,
所述第2控制信号以如下方式生成,即,即使所述第1控制信号从指示所述半导体开关元件的断开的第1电平变化为指示接通的第2电平,在所述电极间电压不比所述判定电压低时,也对所述驱动电路指示所述半导体开关元件的断开。
9. 根据权利要求8所述的半导体装置,其中,
所述保护电路搭载于与所述驱动电路相同的所述集成电路之上。

半导体装置

技术领域

[0001] 本发明涉及半导体装置。

背景技术

[0002] 就逆变器而言,使用了2个半导体开关元件(以下,简称为“开关元件”)在高电位节点以及低电位节点之间经由中间电位节点而连接的所谓桥臂结构。以下,在桥臂结构中,将与高电位侧连接的开关元件也称为高电位侧的开关元件,并且将与低电位侧连接的开关元件也称为低电位侧的开关元件。

[0003] 在日本特开2019-4535号公报中记载了如下半导体装置,即,在上述桥臂结构中,具有高电位侧的开关元件的状态信息的检测电路。在日本特开2019-4535号公报中,对高电位侧的开关元件的状态信息进行监测的检测电路以及信号传输电路构成为包含在半导体芯片(IC: Integrated Circuit)的外部设置的电路元件,该半导体芯片搭载有IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)即高电位侧以及低电位侧的开关元件的驱动电路。

[0004] 在日本特开2019-4535号公报中,检测电路输出与高电位侧的开关元件的状态信息相应的电压。并且,信号传输电路包含信号开关元件和二极管,该信号开关元件根据检测电路的输出而进行通断,搭载于半导体芯片之上,该二极管在半导体芯片的外部相对于该信号开关元件而串联连接。由此,能够通过二极管而确保在低电位侧以及高电位侧之间谋求的绝缘,并且对检测电路的输出进行监测。

[0005] 但是,在日本特开2019-4535号公报的结构中,在高电位侧以及低电位侧之间谋求的绝缘是通过在IC的外部连接的二极管而得到确保的,因此通过搭载于IC的元件和IC外的元件而监测开关元件的状态信息。其结果,担忧部件数的增加以及电路规模的增大。

[0006] 另一方面,已知就开关元件而言,如果产生过电流,则产生不饱和状态,产生虽然处于接通状态,正电极以及负电极间的电压却上升的电压异常。因此,为了避免开关元件的持续的过电流状态,上述电压异常的检测是有效的,但此时,希望避免日本特开2019-4535号公报这样的电路结构的复杂化,而由简易的电路结构实现异常检测功能。

发明内容

[0007] 本发明就是为了解决这样的问题而提出的,本发明的目的在于提供能够在确保绝缘的基础上,进行开关元件的接通时的正电极以及负电极间的电压异常检测的半导体装置的简易结构。

[0008] 在本发明的某个方案中,半导体装置具有检测电路和电压比较器,该检测电路连接于半导体开关元件的正电极以及负电极之间。所述检测电路包含电流源以及具有第1电阻值的第1电阻元件。电流源以及第1电阻元件在正电极以及所述负电极之间经由第1节点而串联连接。电压比较器输出被输入至第2节点的直流电压与第1节点的电压之间的比较结果。直流电压以及所述第1电阻值被设定为,在所述正电极以及所述负电极之间的电极间电

压比预先确定的判定电压高时,所述第1节点的电压比所述直流电压高。检测电路以及所述电压比较器搭载于相同的集成电路之上。

[0009] 通过结合附图进行理解的、与本发明相关的以下的详细说明,使本发明的上述及其它目的、特征、方案以及优点变得明确。

附图说明

[0010] 图1是对实施方式1涉及的半导体装置的结构进行说明的第1电路图。

[0011] 图2是对实施方式1涉及的半导体装置的结构进行说明的第2电路图。

[0012] 图3是表示图1所示的检测电路的电压电流特性的概念图。

[0013] 图4是对实施方式1涉及的半导体装置的动作例进行说明的第1波形图。

[0014] 图5是对实施方式1涉及的半导体装置的动作例进行说明的第2波形图。

[0015] 图6是对实施方式2涉及的半导体装置的结构进行说明的第1电路图。

[0016] 图7是对实施方式2涉及的半导体装置的结构进行说明的第2电路图。

[0017] 图8是对实施方式3涉及的半导体装置的结构进行说明的电路图。

[0018] 图9是对图8所示的电流镜电路的结构例进行说明的电路图。

[0019] 图10是对实施方式4涉及的半导体装置所具有的保护电路的结构例进行说明的电路图。

[0020] 图11是对实施方式4涉及的半导体装置的动作例进行说明的第1波形图。

[0021] 图12是对实施方式4涉及的半导体装置的动作例进行说明的第2波形图。

具体实施方式

[0022] 以下,参照附图,对本发明的实施方式详细进行说明。此外,以下,对图中的相同或者相当部分标注相同的标号,原则上不重复其说明。

[0023] 实施方式1.

[0024] 图1以及图2是对实施方式1涉及的半导体装置的结构进行说明的电路图。

[0025] 参照图1,半导体装置100A具有开关元件10a的驱动IC的功能。通过半导体装置100A而进行通断的开关元件10a代表性地由IGBT构成,连接于中间电位节点23与被供给低电位GND的低电位节点22之间。即,开关元件10a相当于低电位侧的开关元件。

[0026] 参照图2,半导体装置100A具有开关元件10b的驱动IC的功能。通过半导体装置100A而进行通断的开关元件10b代表性地由IGBT构成,连接于被供给高电位Vcc的高电位节点21与和图1共通的中间电位节点23之间。即,开关元件10b相当于高电位侧的开关元件。

[0027] 根据图1以及图2可知,与低电位侧的开关元件10a对应地设置的半导体装置100A(图1)和与高电位侧的开关元件10b对应地设置的半导体装置100A(图2)的结构是相同的,因而,首先,对低电位侧的半导体装置100A的结构详细进行说明。

[0028] 再次参照图1,半导体装置100A具有开关元件10a的驱动电路150、开关元件10a的集电极-发射极间电压(Vce)的检测电路110、电压比较器130。Vce对应于开关元件的正电极以及负电极间的电压。

[0029] 驱动电路150接收开关元件10a的控制信号SIN,将栅极信号SOUT向开关元件10a的栅极(控制电极)输出。例如,在2值信号即控制信号SIN的高电平(以下,记作“H电平”)期间,

通过将栅极信号SOUT设定为H电平,从而开关元件10a被接通。相对于开关元件10a的负电极(发射极),栅极信号SOUT的H电平电压被设定为比构成开关元件10a的IGBT的阈值电压高。

[0030] 另一方面,在控制信号SIN的低电平(以下,记作“L电平”)期间,通过将栅极信号SOUT设定为L电平,从而开关元件10a被断开。例如,栅极信号SOUT的L电平电压被设定为与开关元件10a的负电极(发射极)即低电位GND相等。

[0031] 检测电路110具有串联连接的电流源120以及电阻元件121。优选电阻元件121由可变电阻元件构成。例如,能够以可通过数字修整而调整电阻值R1的方式构成电阻元件121。

[0032] 电流源120以及电阻元件121在中间电位节点23以及低电位节点22之间,即,开关元件10a的正电极(集电极)以及负电极(发射极)之间经由节点N1而串联连接。

[0033] 电压比较器130根据+侧的输入端子的电压V+与-侧的输入端子的电压V-之间的比较结果而输出检测信号Sab。检测信号Sab在 $V+ > V-$ 时被设定为H电平,另一方面,在 $V+ \leq V-$ 时被设定为L电平。

[0034] 电压比较器130的+侧的输入端子与检测电路110的节点N1连接。即,电压V+相当于节点N1的电压。另一方面,在电压比较器130的-侧的输入端子与低电位节点22(开关元件10a的发射极)之间,电连接有输出直流电压Vt的电压源135。优选电压源135以能够可变地对直流电压Vt进行调整的方式而构成。节点N1对应于“第1节点”的一个实施例,电压比较器130的-侧的输出端子对应于“第2节点”的一个实施例。另外,开关元件的Vce对应于“电极间电压”的一个实施例,检测电路110的电阻元件121对应于“第1电阻元件”的一个实施例。

[0035] 电流源120例如能够通过将在构成半导体装置100A的IC之上形成的具有高耐压的晶体管进行二极管连接而构成。在图1的结构例中,电流源120连接于中间电位节点23(开关元件10a的集电极)与节点N1之间。电阻元件121连接于节点N1以及低电位节点(开关元件10a的发射极)之间。关于电阻元件121,其也形成于构成半导体装置100A的IC之上。

[0036] 电压比较器130能够应用任意的电路结构。例如,通过使用在构成半导体装置100A的IC之上形成的晶体管以及电阻元件等而构成电压比较器130,从而电压比较器130与检测电路110同样地,搭载于构成半导体装置100A的IC之上。

[0037] 另一方面,电压源135也可以配置于半导体装置100A(IC)的外部。在这种情况下,针对与电压比较器130的-侧的输入端子电连接的端子(未图示),从半导体装置100A的外部供给直流电压Vt。或者,作为电压源135,也能够使用半导体装置100A之上的晶体管等而构成生成将高电位Vcc降压后的恒定电压的电路。

[0038] 如上所述,可知如果接通状态的开关元件(IGBT)陷入过电流状态,则即使处于接通状态,也成为Vce没有充分下降的不饱和状态。就本实施方式涉及的半导体装置而言,检测电路110以及电压比较器130以对开关元件10a(IGBT)的不饱和状态进行检测的方式而构成。具体地说,在控制信号SIN的H电平期间,在Vce比判定电压Vth高时,电压比较器130将检测信号Sab设定为H电平,由此能够对不饱和状态进行检测。根据开关元件10a的特性,判定电压Vth设定为比产生不饱和状态时的Vce低了裕度的量的电压。通常,判定电压Vth是小于10(V)的电平。

[0039] 在图3中示出检测电路110的电压电流特性。

[0040] 参照图3,对于电流源120的输出电流Ia,在开关元件10a的Vce低的区域中, $I_a = 0$,另一方面,在Vce高的区域中,示出饱和的恒定值($I_a = I_1$)。在包含上述判定电压Vth的Vce

区域中,输出电流 I_a 按照与电阻值 R_1 (电阻元件121) 的倒数相应的斜率而与 V_{ce} 成正比地变化。

[0041] 这里,如果将 $V_{ce}=V_{th}$ 时的电流源120的电压以及电流设为 V_{a1} 以及 I_{a1} ,则在判定电压 V_{th} 与电压 V_{a1} 以及电流 I_{a1} 之间,下述的式(1)所示的关系成立。

$$[0042] \quad V_{th}=V_{a1}+R_1 \times I_{a1} \cdots (1)$$

[0043] 并且,对于直流电压 V_t ,如果使用式(1)中的电流 I_{a1} 而使下述的式(2)成立的方式进行调整,则能够在 $V_{ce}>V_{th}$ 时,将电压比较器130的输出(检测信号 S_{ab})设为H电平。

$$[0044] \quad V_t=R_1 \times I_{a1} \cdots (2)$$

[0045] 根据式(1)、(2),对于判定电压 V_{th} ,下述的式(3)成立。

$$[0046] \quad V_{th}=V_{a1}+V_t \cdots (3)$$

[0047] 根据式(3),判定电压 V_{th} 能够通过电阻元件121的电阻值 R_1 以及来自电压源135的直流电压 V_t 而进行调整。即,能够与成为电压异常的监视对象的开关元件10a的特性相匹配地,对判定电压 V_{th} 进行调整。

[0048] 在图4以及图5中示出实施方式1涉及的半导体装置的动作例。在图4中示出开关元件10a的正常动作时的波形图。

[0049] 参照图4,在时刻 t_0 之前,控制信号 S_{IN} 被设定为L电平,因此低电位侧的开关元件10a为断开状态。此时,通常,高电位侧的开关元件10b接通,因而 $V_{ce}=V_{cc}$,所以 $V_{ce}>V_{th}$ 。在检测电路110中,像在图3中所说明的那样, $I_a=I_1$ 。另外,在电压比较器130中,与 $V_{ce}>V_{th}$ 相对应地, $V_+>V_-$,因而在开关元件10a的断开时,检测信号 S_{ab} 为H电平。

[0050] 在时刻 t_0 ,如果控制信号 S_{IN} 从L电平变化为H电平,则开关元件10a导通。具体地说,与驱动电路150所输出的栅极信号 S_{OUT} 变化为H电平相应地,开关元件10a的栅极电压上升。由此,在开关元件10a中, V_{ce} 下降,并且集电极-发射极间电流开始流动。

[0051] 在开关元件10a的正常的接通状态下,不产生不饱和状态, V_{ce} 下降至零附近的电压,产生正常的集电极-发射极间电流。即, V_{ce} 下降得比判定电压 V_{th} 低。

[0052] 与这样的 V_{ce} 的下降相应地,在检测电路110中,电流源120的输出电流 $I_a=0$,在电压比较器130中, $V_+<V_-$ 。其结果,检测信号 S_{ab} 变化为L电平。

[0053] 在时刻 t_1 ,如果控制信号 S_{IN} 从H电平变化为L电平,则开关元件10a截止。由此, V_{ce} 、 I_a 、 V_+ 以及检测信号 S_{ab} 返回至时刻 t_0 之前的状态。这样,在开关元件10a的正常的接通状态下,如果控制信号 S_{IN} 变化为H电平,则检测信号 S_{ab} 成为L电平。

[0054] 另一方面,在图5中示出在开关元件10a产生了不饱和状态时的动作例。参照图5,与图4同样地,在时刻 t_0 ,控制信号 S_{IN} 从L电平变化为H电平,由此开关元件10a导通。

[0055] 但是,在图5中,开关元件10a产生由集电极-发射极电流过大(过电流状态)引起的不饱和状态,因此产生 V_{ce} 没有如图4那样下降的异常。由于这样的电压异常, $V_{ce}>V_{th}$,因此根据与图3的特性相应的输出电流 I_a ,维持 $V_+>V_-$ 。其结果,与图4不同,即使控制信号 S_{IN} 变化为H电平,检测信号 S_{ab} 也维持为H电平。

[0056] 因此,就实施方式1涉及的半导体装置100A而言,能够基于由检测电路110以及电压比较器130产生的检测信号 S_{ab} 而对开关元件10a的接通期间的不饱和状态的产生进行检测。

[0057] 另外,检测电路110能够在开关元件10a的断开时,通过电流源120(例如,进行了二

极管连接的高耐压的场效应晶体管)而确保传输了高电位 V_{cc} 的状态下的中间电位节点23与低电位节点22之间的绝缘。即,能够使用在构成包含驱动电路150的半导体装置100A的IC之上形成的元件(例如,上述高耐压的场效应晶体管)而确保检测电路110的绝缘,而不使用日本特开2019-4535号公报那样的IC的外置元件。

[0058] 再次参照图2,半导体装置100A能够通过图1相同的电路结构,应用于高电位侧的开关元件10b。图2的电路结构相当于是将图1中的中间电位节点23设为高电位节点21,将低电位节点22设为中间电位节点23。

[0059] 在图2中,检测电路110连接于高电位节点21以及中间电位节点23之间,即,开关元件10b的集电极以及发射极之间,由此能够对高电位侧的开关元件10b的 V_{ce} 进行检测。即,相对于开关元件10b的 V_{ce} ,电流源120的输出电流 I_a 具有与图3相同的特性。

[0060] 在电压比较器130中,+侧的输入端子与图1同样地连接至检测电路110的节点N1。另一方面,电压源135电连接于中间电位节点23与电压比较器130的-侧的输入端子之间。如上所述,电压源135也能够是从半导体装置100A的外部输入直流电压 V_t 。

[0061] 关于图2所示的半导体装置100A,也相对于开关元件10b的通断控制所用的控制信号SIN的变化,像在图4以及图5中所说明的那样进行动作。即,对于低电位侧的开关元件10a以及高电位侧的开关元件10b这两者,半导体装置100A能够以相同的电路结构进行应用。

[0062] 实施方式2.

[0063] 在实施方式2中,说明用于容易地对判定电压进行调整的电路结构,该判定电压用于对不饱和状态进行检测。

[0064] 图6是对实施方式2涉及的半导体装置的结构进行说明的第1电路图。

[0065] 参照图6,实施方式2涉及的半导体装置100B与实施方式1涉及的半导体装置100A相比,检测电路110的结构不同。具体地说,在实施方式2中,与图1的结构相比,检测电路110在中间电位节点23以及节点N1之间还具有与电流源120串联连接的电阻元件122。关于电阻元件122,也优选能够通过修整等而对电阻值 R_2 进行可变调整。半导体装置100B的其它部分的结构与半导体装置100A相同。电阻元件122对应于“第2电阻元件”的一个实施例。

[0066] 在实施方式2的检测电路110中,由于电阻元件122(电阻值 R_2)的追加,上述的式(1)变形为下述的式(4)。

[0067] $V_{th} = V_{a1} + (R_1 + R_2) \times I_{a1} \cdots (4)$

[0068] 另外,在实施方式2中,同样地,如果使用 $V_{ce} = V_{th}$ 时的电流源120的电流 I_{a1} 而如式(2)所示的那样使 $V_t = R_1 \times I_{a1}$,则对于判定电压 V_{th} ,下述的式(5)成立。

[0069] $V_{th} = V_{a1} + V_t \cdot (R_1 + R_2) / R_1 \cdots (5)$

[0070] 在实施方式2中,对于在式(5)中示出的判定电压 V_{th} ,在 $V_{ce} > V_{th}$ 时, $S_{ab} = H$ 电平,另一方面,在 $V_{ce} \leq V_{th}$ 时, $S_{ab} = L$ 电平。根据式(5)可知,在实施方式2中,能够通过电压源135的直流电压 V_t 、以及电阻元件121及122的电阻值 R_1 及 R_2 而对判定电压 V_{th} 进行调整。

[0071] 实施方式2涉及的半导体装置100B的动作除了判定电压 V_{th} 的设定以外,与半导体装置100A相同。因此,就实施方式2涉及的半导体装置100B而言,除了实施方式1涉及的半导体装置100A的效果以外,判定电压 V_{th} 的调整变得容易。

[0072] 在图7中示出将实施方式2涉及的半导体装置100B应用于高电位侧的开关元件10b时的电路结构。

[0073] 参照图7,关于实施方式2涉及的半导体装置100B,也能够通过与图6相同的电路结构而应用于高电位侧的开关元件10b。图7的电路结构相当于是将图6中的中间电位节点23设为高电位节点21,将低电位节点22设为中间电位节点23。

[0074] 在图7中,能够通过高电位侧的开关元件10b的 V_{ce} 与判定电压 V_{th} 之间的比较而对开关元件10b的不饱和状态进行检测。判定电压 V_{th} 能够与图6同样地,通过电压源135的直流电压 V_t 、以及电阻元件121及122的电阻值 R_1 及 R_2 而进行调整。

[0075] 即,关于半导体装置100B,同样地,对于低电位侧的开关元件10a以及高电位侧的开关元件10b这两者,能够以相同的电路结构进行应用。此外,在实施方式2中,在图6以及图7中,也能够调换串联连接的电流源120以及电阻元件122的连接顺序。

[0076] 实施方式3.

[0077] 在实施方式3中,对检测电路110的电流源120的优选结构例进行说明。

[0078] 图8是对实施方式3涉及的半导体装置的结构进行说明的电路图。

[0079] 参照图8,实施方式3涉及的半导体装置100C示出的是实施方式2涉及的半导体装置100B的检测电路110所包含的电流源120的结构例。

[0080] 具体地说,在实施方式3中,检测电路110的电流源120包含电流镜电路125以及126。图8的其它结构与实施方式2(图6)相同,因而不重复其详细说明。即,半导体装置100C的检测信号 S_{ab} 是与实施方式2涉及的半导体装置100B同样地生成的,因而能够与实施方式2同样地对 $V_{ce} > V_{th}$ 的产生,即,开关元件10a的不饱和状态的产生进行检测。

[0081] 并且,根据实施方式3,通过使用电流镜电路而构成电流源120,从而输出电流 I_a 稳定化,因而能够提高 $V_{ce} > V_{th}$ 的检测精度。另外,对于以下所说明的电流镜电路125、126的结构元件(晶体管以及电阻元件),也与电压比较器130以及驱动电路150同样地,形成于构成半导体装置100C的IC之上。

[0082] 在图9中示出图8所示的电流镜电路125、126的优选结构例。

[0083] 参照图9,电流源120具有:晶体管 $T_1 \sim T_3$,它们构成电流镜电路125;晶体管 $T_4 \sim T_6$,它们构成电流镜电路126;以及电阻元件123。

[0084] 在电流镜电路125中,晶体管 T_1 连接于中间电位节点23(开关元件10a的集电极)以及节点N2之间,晶体管 T_2 连接于中间电位节点23以及节点N3之间。晶体管 T_3 连接于节点N2以及电阻元件121之间。晶体管 T_1 以及 T_2 的栅极与节点N2连接,晶体管 T_3 的栅极与节点N3连接。

[0085] 在电流镜电路126中,晶体管 T_4 连接于节点N3以及节点N4之间,晶体管 T_5 连接于节点N4以及低电位节点22之间。晶体管 T_5 连接于节点N5以及低电位节点22(开关元件10a的发射极)之间。晶体管 T_5 以及 T_6 的栅极与节点N4连接。晶体管 T_4 的栅极连接至经由电阻元件123(电阻值 R_3)而与高电位节点21连接的节点N5。

[0086] 在图9的结构例中,电流镜电路125以及126由威尔逊型的电流镜电路构成,由此能够提高电流源120的输出电流 I_a 的精度。其结果,判定电压 V_{th} 的设定精度提高,由此能够提高 $V_{ce} > V_{th}$ 即开关元件的不饱和状态的检测精度。

[0087] 在图9的结构例中,通过由高耐压晶体管构成晶体管 T_3 以及 T_4 ,从而能够确保检测电路110的绝缘。

[0088] 此外,就图7所示的半导体装置100B而言,也能够像在图8以及图9中所说明的那样

构成电流源120。即,关于实施方式3涉及的半导体装置100C,同样地,对于低电位侧的开关元件10a以及高电位侧的开关元件10b这两者,能够以相同的电路结构进行应用。

[0089] 另外,实施方式3涉及的半导体装置也能够通过在实施方式1(图1以及图2)的半导体装置100A的基础上由在图8以及图9中所说明的电流镜电路构成电流源120而实现。

[0090] 实施方式4.

[0091] 在实施方式4中,说明与在实施方式1~3中说明的开关元件的不饱和状态的检测相应的保护电路的应用。

[0092] 图10是对实施方式4涉及的半导体装置所具有的保护电路180的结构例进行说明的电路图。实施方式4涉及的半导体装置具有如下结构,即,在实施方式1~3涉及的半导体装置100A~100C的基础上,控制信号SIN被经由保护电路180而向驱动电路150输入。

[0093] 参照图10,保护电路180具有延迟电路181、NAND门182和AND门183。

[0094] 延迟电路181输出向控制信号SIN赋予了延迟时间 T_d 后的延迟信号S1。NAND门182输出与电压比较器130所输出的检测信号 S_{ab} 和延迟信号S1之间的NAND运算结果相符的信号S2。延迟电路181例如能够由串联连接的多个(偶数个)反相器(NOT门)构成。

[0095] AND门183按照未通过延迟电路181的控制信号SIN与信号S2之间的AND运算结果,生成向驱动电路150输入的控制信号S3。驱动电路150按照控制信号S3而生成栅极信号SOUT。

[0096] 接下来,使用图11以及图12,对实施方式4涉及的半导体装置的动作例进行说明。在图11中,与图4同样地,示出正常动作时的波形图。

[0097] 参照图11,如果与图4同样地,在时刻 t_0 ,控制信号SIN从L电平变化为H电平,则与图4同样地, V_{ce} 、 I_a 、 V_+ 以及检测信号 S_{ab} 发生变化。如上所述,在正常动作时,与 V_{ce} 的下降相应地,检测信号 S_{ab} 从H电平向L电平变化。

[0098] 延迟信号S1在从时刻 t_0 经过了由延迟电路181赋予的延迟时间 T_d 后的时刻 t_x ,从L电平变化为H电平。延迟时间 T_d 预先设定为比正常动作时从导通的开始(时刻 t_0)起至检测信号 S_{ab} 变化为L电平为止所需的电路动作时间长。

[0099] 在时刻 $t_0 \sim t_x$ 期间,延迟信号S1停留于L电平,从而NAND门182所输出的信号S2维持为H电平。并且,在时刻 $t_x \sim t_1$,通过将检测信号 S_{ab} 设定为L电平,从而信号S2维持为H电平。

[0100] 因此,在正常动作时,被输入至AND门183的信号S2一直维持为H电平。因此,向驱动电路150输入的控制信号S3具有与控制信号SIN相同的波形。其结果,开关元件10a、10b通过来自实施方式4涉及的半导体装置的驱动电路150的栅极信号SOUT,从而与控制信号SIN相应地被接通以及断开。

[0101] 另一方面,在图12中,与图5同样地,示出在开关元件10a产生了不饱和状态时的动作例。

[0102] 参照图12,与图5以及图11同样地,在时刻 t_0 ,控制信号SIN从L电平变化为H电平。另外,延迟信号S1的波形与图11(正常动作时)相同。因此,信号S2在至延迟信号S1变化为H电平的时刻 t_x 为止的期间,维持为L电平。

[0103] 因此,至少在至时刻 t_x 为止的期间,被输入至驱动电路150的控制信号S3与控制信号SIN相同,因而与图11同样地,开关元件10a、10b导通。

[0104] 开关元件10a、10b的产生不饱和状态时的 V_{ce} 、 I_a 、 $V+$ 以及检测信号 S_{ab} 的举动与图5相同。即,检测信号 S_{ab} 在控制信号 SIN 的H电平期间维持为H电平。

[0105] 其结果,在时刻 t_x 及其后,从NAND门182输出的信号 S_2 变化为L电平。与此相应地,通过将从AND门183输出的控制信号 S_3 设定为L电平,从而开关元件10a、10b由于不饱和状态的检出而被强制切断(断开)。由此,能够保护开关元件10a、10b免于过电流的损害。

[0106] 这样,根据实施方式4涉及的半导体装置,除了实施方式1~3的半导体装置的效果以外,还能够实现与不饱和状态的检出相应地将开关元件自动地切断的保护功能。

[0107] 此外,保护电路180能够由使用了在构成半导体装置100A~100C的IC之上形成的晶体管的逻辑电路,例如,CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor)逻辑电路构成。由此,能够在与检测电路110、电压比较器130以及驱动电路150相同的集成电路之上搭载保护电路180。或者,也能够将与保护电路180相当的功能设置于半导体装置(IC)的外部,将与控制信号 S_3 相当的信号从半导体装置的外部向驱动电路150输入。

[0108] 在本实施方式中,作为开关元件10a、10b而例示了IGBT,但针对桥臂结构的高电位侧以及低电位侧所使用的IGBT以外的开关元件,也能够通过应用实施方式1~4涉及的半导体装置,由此在确保了绝缘的基础上,对在接通时在正电极以及负电极之间产生电压这样的异常进行检测。

[0109] 对本发明的实施方式进行了说明,但应该认为本次公开的实施方式在所有方面都是例示,并非是限定性的内容。本发明的范围是由权利要求书示出的,意在包含与权利要求书等同的含义及范围内的全部变更。

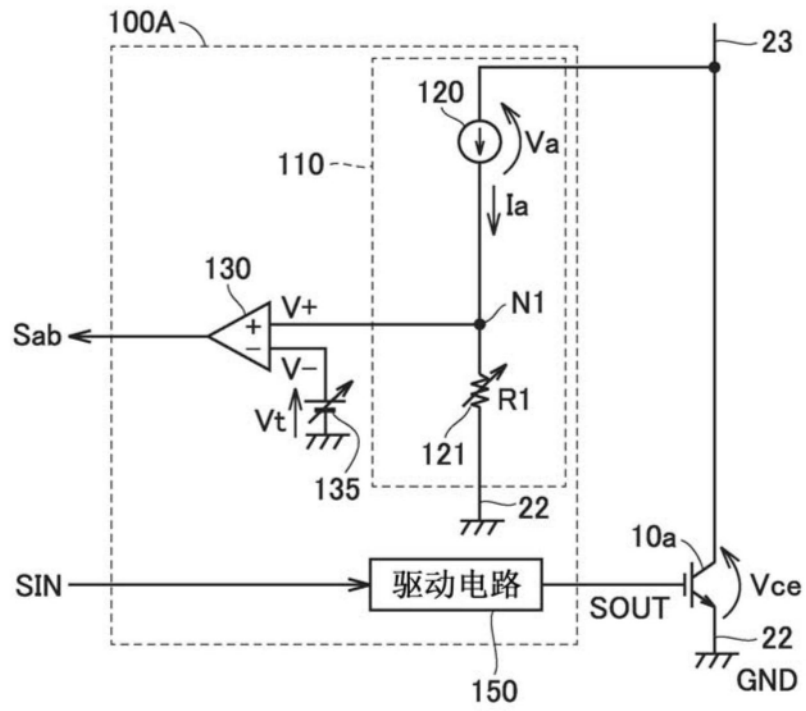


图1

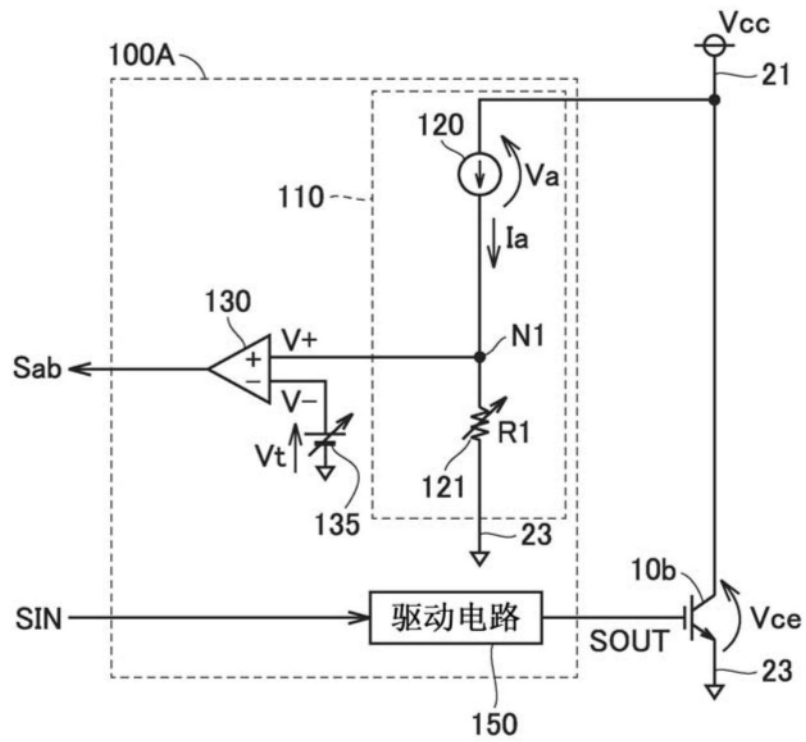


图2

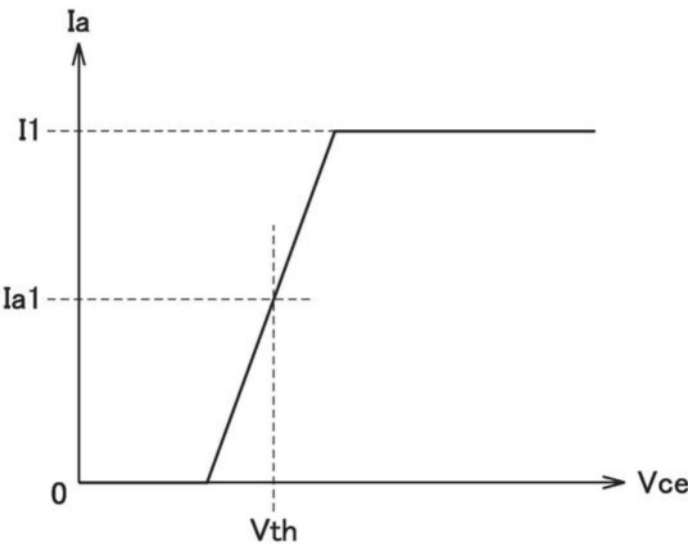


图3

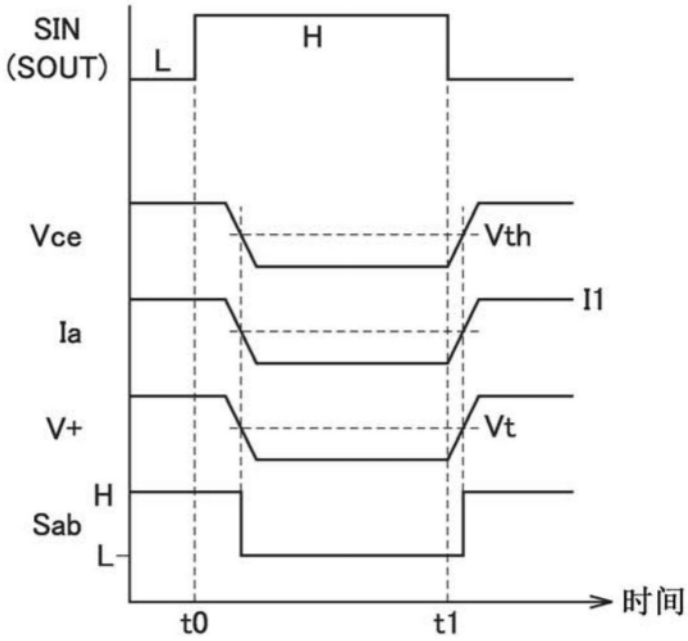


图4

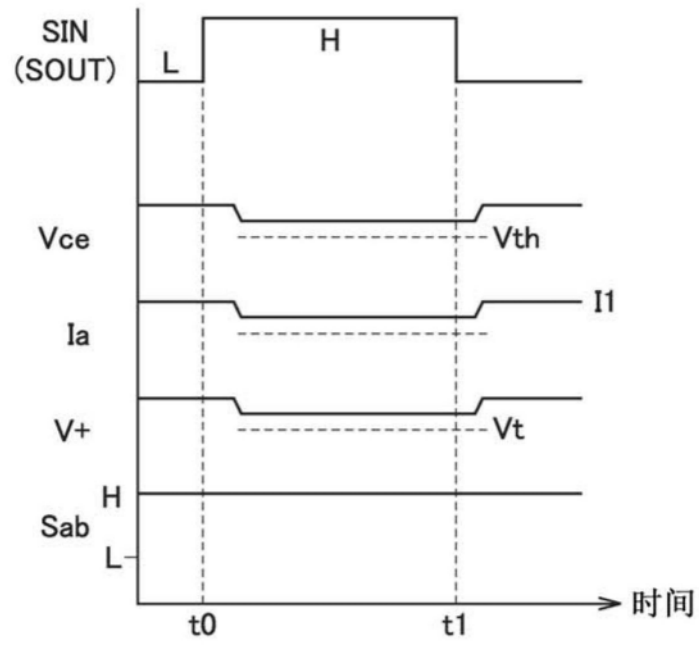


图5

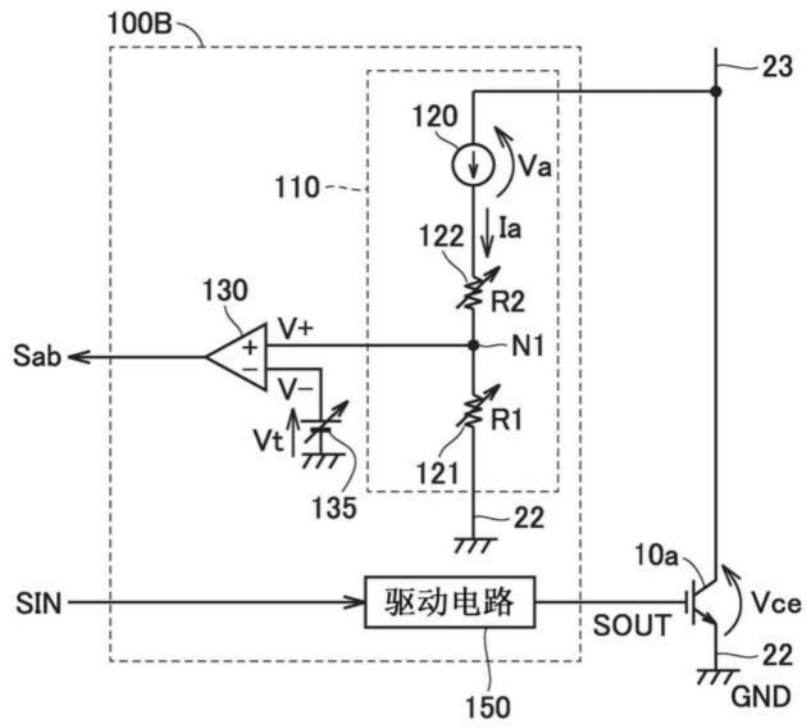


图6

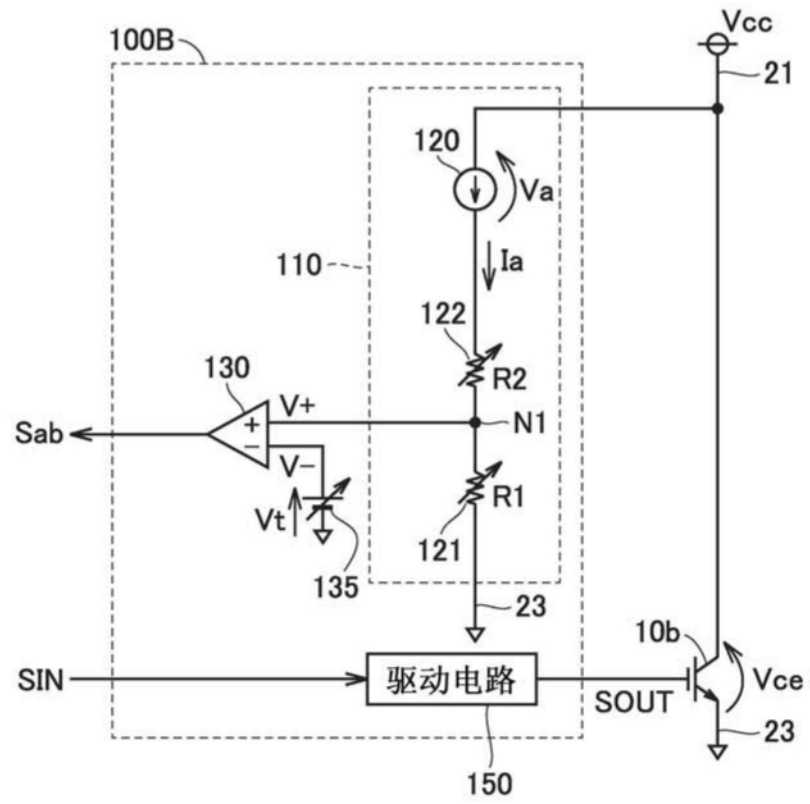


图7

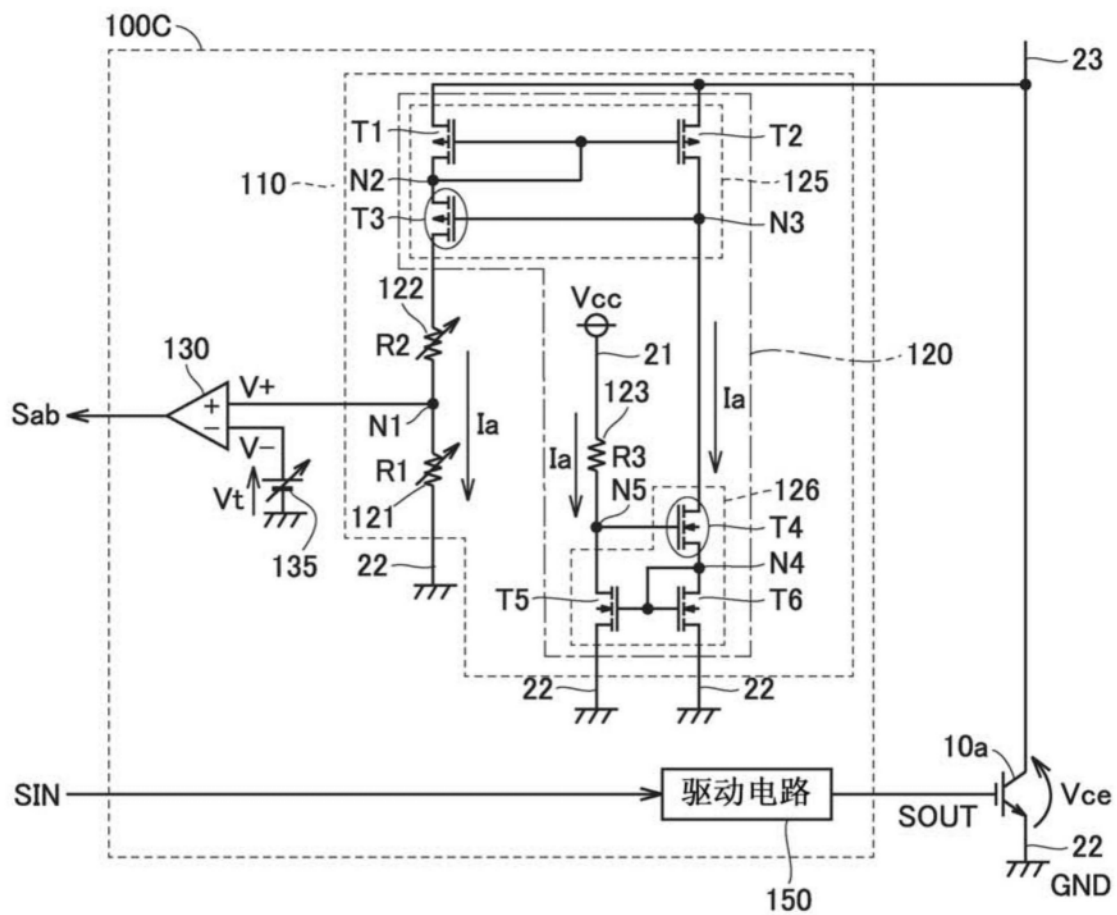


图9

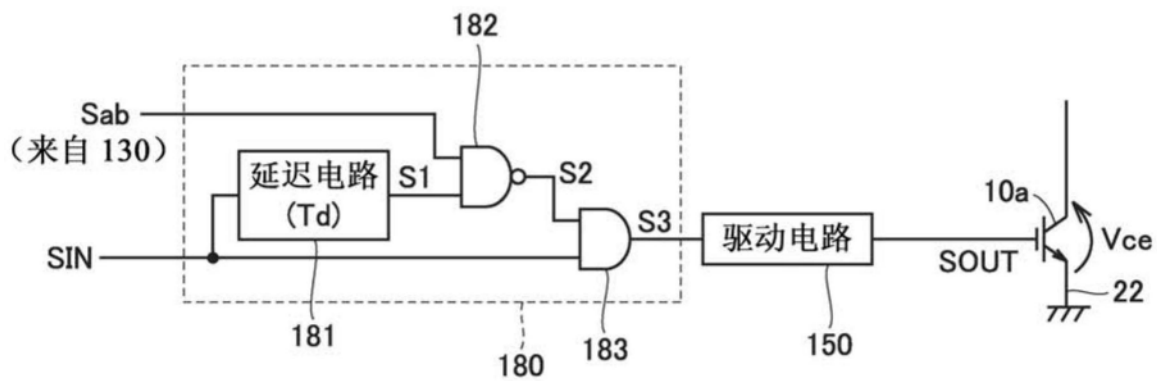


图10

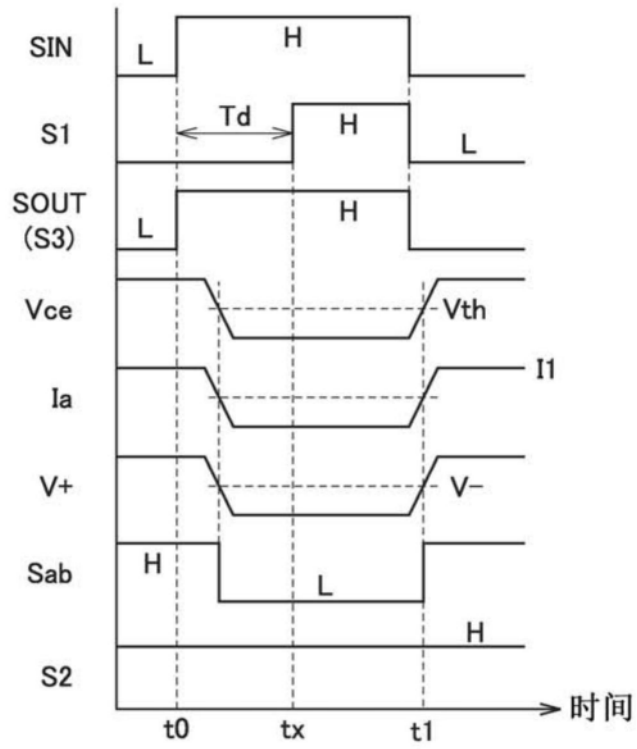


图11

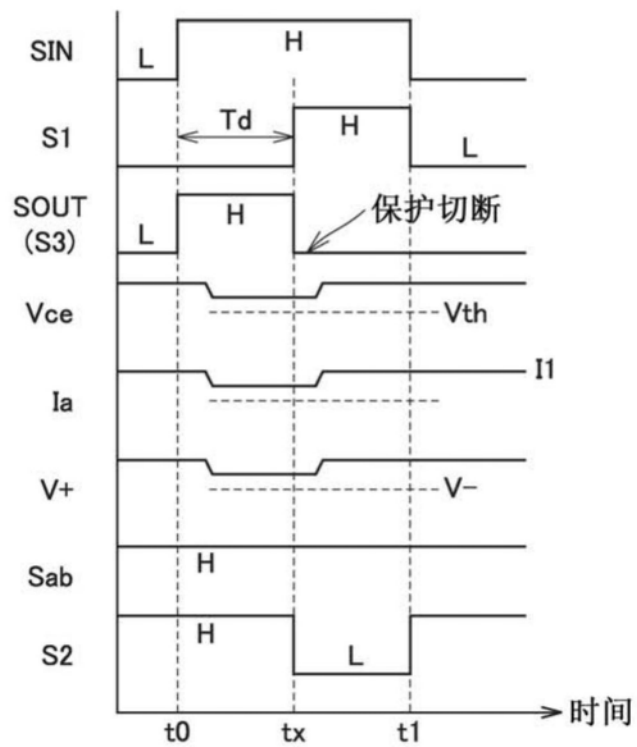


图12