



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106134050 B

(45)授权公告日 2019.08.16

(21)申请号 201580015852.0

(73)专利权人 株式会社电装

(22)申请日 2015.03.12

地址 日本爱知县

(65)同一申请的已公布的文献号

(72)发明人 长瀬拓生

申请公布号 CN 106134050 A

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

(43)申请公布日 2016.11.16

代理人 高迪

(30)优先权数据

(51)Int.CI.

2014-066597 2014.03.27 JP

H02M 1/08(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

(56)对比文件

2016.09.23

US 2012/0075761 A1, 2012.03.29,
US 2012/0013370 A1, 2012.01.19,
JP 特开2012-105088 A, 2012.05.31,
CN 103259514 A, 2013.08.21,

(86)PCT国际申请的申请数据

审查员 盛敏

PCT/JP2015/001366 2015.03.12

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/146041 JA 2015.10.01

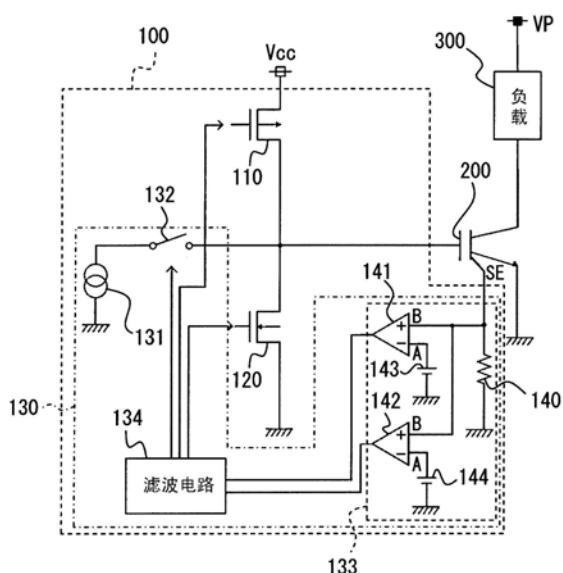
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

驱动装置

(57)摘要

一种驱动装置，具备：通侧电路(110)，使功率开关元件(200)导通；断侧电路(120)，使元件断开；以及保护电路(130)，对所述功率开关元件的栅极电流进行控制。该保护电路具有：恒流电路(131)，规定用于导出所述功率开关元件的栅极电荷的固定电流；保护开关(132)，对所述恒流电路与所述功率开关元件的栅极的电连接进行控制；以及集电极电流检测部(133)。该集电极电流检测部从所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过第一阈值起经过规定时间后，断开所述通侧电路来将所述功率开关元件从所述主电源隔离，并且使所述保护开关导通。



1. 一种驱动装置,具备:

通侧电路(110),对驱动负载(300)的功率开关元件(200)的栅极电流进行控制,使所述功率开关元件导通;

断侧电路(120),与所述通侧电路串联连接至主电源,使所述功率开关元件断开,所述功率开关元件的栅极连接在所述通侧电路与所述断侧电路的中间点;以及

保护电路(130),基于所述功率开关元件的集电极电流的电流值,对所述功率开关元件的栅极电流进行控制,

该保护电路具有:

恒流电路(131),规定用于导出所述功率开关元件的栅极电荷的固定电流;

保护开关(132),对所述恒流电路与所述功率开关元件的栅极的电连接进行控制;

集电极电流检测部(133),对所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过规定的阈值进行检测,

不仅设定了作为所述功率开关元件的集电极电流的阈值表示所述负载的短路的第一阈值,还设定了电流值比所述第一阈值高的第二阈值,

从所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过所述第一阈值起计数了预先设定的第二滤波时间时,该集电极电流检测部使所述通侧电路断开来将所述功率开关元件从所述主电源隔离,并且使所述保护开关从断开状态导通,

在所述功率开关元件的集电极电流从比所述第二阈值高的状态变化到所述第二阈值时,所述集电极电流检测部使所述保护开关从导通状态断开,从变化到所述第二阈值时起,直到从所述功率开关元件的集电极电流超过所述第一阈值起计数了第一滤波时间为止,维持该集电极电流为所述第二阈值的状态,之后使所述断侧电路导通。

2. 如权利要求1所述的驱动装置,

所述第一阈值被设定为与基于表示所述负载的短路的集电极电流预先测定的所述功率开关元件的感测发射极端子的电压(SE)对应的值。

3. 如权利要求1所述的驱动装置,

所述第二阈值被设定为与基于规定为比所述第一阈值高的集电极电流预先测定的所述功率开关元件的感测发射极端子的电压对应的值。

4. 如权利要求1所述的驱动装置,

设定了电流值比所述第一阈值以及所述第二阈值高的第三阈值,作为所述功率开关元件的集电极电流的阈值,

从所述功率开关元件的集电极电流超过所述第三阈值起经过预先设定的第四滤波时间后,所述集电极电流检测部使所述保护开关导通。

5. 如权利要求1所述的驱动装置,

在所述保护开关导通的时刻以后使所述断侧电路导通的情况下,与所述保护开关没有导通的情况相比,降低所述断侧电路的驱动能力。

6. 如权利要求1~5的任一项所述的驱动装置,

从所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过所述第一阈值起计数了预先设定的所述第二滤波时间时,使所述通侧电路断开来将所述功率开关元件从所述主电源隔离的情况下,

不使所述通侧电路完全断开,而是从所述主电源向所述功率开关元件的栅极注入比由所述保护电路中的所述恒流电路供应的电流小的电流。

驱动装置

- [0001] 关联申请的交叉引用
[0002] 本申请基于在2014年3月27日申请的日本申请号2014-66597号,此处引用其记载内容。

技术领域

- [0003] 本申请涉及进行功率开关元件的导通断开控制以及异常时的保护的驱动装置。

背景技术

[0004] 若由功率开关元件驱动的负载短路,则在功率开关元件中急剧地流过过大的电流。提出了各种用于在该过电流时保护功率开关元件的电路。但是,具备这样的保护电路的驱动电路中,也产生如下问题:功率开关元件的开关噪声等引起保护电路误动作,意外停止功率开关元件的驱动。

[0005] 对此,专利文献1中记载的保护电路中,若检测到负载的短路,则使功率开关元件的栅极电压通过电阻分压而降低,从而抑制电流。并且,在持续规定时间流过短路检测用的阈值以上的电流的情况下判断为负载的短路,使功率开关元件的驱动停止。

[0006] 但是,在专利文献1中记载的保护电路中,在短路保护时,一律使栅极电压降低,所以由于功率开关元件的制造偏差引起的阈值电压的偏差,导致功率开关元件中流过的电流产生偏差。由于该电流值的偏差,在上述规定时间内,若电流值低于短路检测用的阈值,则导致短路保护动作被误解除。为了防止该误解除,必须将短路检测用的阈值设定得较大,导致对功率开关元件的压力变大。

[0007] 此外,由于分压用的电阻和功率开关元件的栅极电容,栅极电压的波形钝化,抑制栅极电压时的时间常数变大。因此,用于使功率开关元件的电流降低所需时间变长,压力大。

[0008] 另一方面,专利文献2中记载的电力转换装置采用在检测出短路时,通过齐纳二极管来抑制功率开关元件的栅极电压的方式。

[0009] 在专利文献2中记载的方式中,能够使栅极电压急剧地降低,能够解决抑制栅极电压时的时间常数的问题。但是,一般来说,齐纳二极管由温度、制造偏差引起的特性的偏差大,不能解决短路保护动作的误解除的问题。

[0010] 此外,由于在抑制栅极电压时难以对栅极电压的下降速度进行控制,在功率开关元件的电流中产生振铃(ringing),成为向功率开关元件施加浪涌电压的原因。

- [0011] 在先技术文献
[0012] 专利文献
[0013] 专利文献1:日本特开平3-40517号公报
[0014] 专利文献2:日本特开2010-154595号公报

发明内容

[0015] 本申请的目的在于,在进行功率开关元件的导通断开控制以及异常时的保护的驱动装置中,在因负载短路而流过过大的电流时适当地控制栅极电压而进行保护。

[0016] 驱动装置具备:通侧电路,对驱动负载的功率开关元件的栅极电流进行控制,使所述功率开关元件导通;断侧电路,相对于主电源与所述通侧电路串联连接,使所述功率开关元件断开,所述功率开关元件的栅极被连接在所述通侧电路与所述断侧电路的中间点;以及保护电路,基于所述功率开关元件的集电极电流的电流值来控制所述功率开关元件的栅极电流。该保护电路具有:恒流电路,规定用于导出所述功率开关元件的栅极电荷的固定电流;保护开关,对所述恒流电路与所述功率开关元件的栅极的电连接进行控制;以及集电极电流检测部,对所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过规定的阈值进行检测。该集电极电流检测部在从所述功率开关元件的集电极电流的电流值超过作为规定的阈值而表示所述负载的短路的第一阈值起经过规定时间后,断开所述通侧电路而将所述功率开关元件从所述主电源隔离,且使所述保护开关导通。

[0017] 据此,在为了抑制由短路导致的集电极电流的增加而从功率开关元件的栅极导出电荷时,设置恒流电路作为其导出目的地。因此,功率开关元件的栅极电荷以固定的速度导出。换言之,能够将栅极电压进而集电极电流以固定的通过率(斜率)来降低。从而,能够抑制栅极电压进而集电极电流的波形的钝化、以及由这些电压电流急剧减少导致的振铃。

附图说明

[0018] 参照附图,通过下述的详细的记述,关于本申请的上述目的以及其他目的、特征、优点变得更明确。该附图是,

- [0019] 图1是表示第一实施方式所涉及的驱动装置的概略结构的电路图,
- [0020] 图2是表示以往结构中的驱动装置的驱动的时序图,
- [0021] 图3是表示以往结构中的驱动装置的驱动的时序图,
- [0022] 图4是表示第一实施方式所涉及的驱动装置的驱动的时序图,
- [0023] 图5是表示变形例1所涉及的驱动装置的驱动的时序图,
- [0024] 图6是表示第二实施方式所涉及的驱动装置的概略结构的电路图。

具体实施方式

[0025] (第一实施方式)

[0026] 最初,参照图1,说明本实施方式所涉及的驱动装置的概略结构。

[0027] 如图1所示,该驱动装置100控制作为对负载300进行驱动的功率开关元件的绝缘栅双极晶体管(IGBT)200的驱动。

[0028] 该驱动装置100具备:通侧电路110、断侧电路120和保护电路130。

[0029] 通侧电路110以及断侧电路120在主电源和GND(地)之间被串联连接,在其中间点上连接IGBT200的栅极。通侧电路110由PMOS晶体管构成,在该PMOS晶体管为导通状态时向IGBT200的栅极施加电源电压Vcc。由此IGBT200成为导通状态,在IGBT200的集电极-发射极间流过电流,向负载300供应电力。

[0030] 断侧电路120由NMOS晶体管构成,在该NMOS晶体管为导通状态时从IGBT200的栅极

导出电荷而IGBT200成为断开状态。

[0031] 保护电路130基于IGBT200的集电极电流Ic,对IGBT200的栅极电流、进而栅极电压进行控制。该保护电路130具有:恒流电路131,用于将IGBT200的栅极电荷以固定的比例导出;保护开关132,对该恒流电路131与IGBT200的电连接进行控制而规定恒流电路131的有效/无效;以及集电极电流检测部133,检测IGBT200的集电极电流Ic。

[0032] 集电极电流检测部133是检测由负载300的短路引起的IGBT200的集电极电流的异常的电路。该集电极电流检测部133具有:电阻器140,用于将IGBT200的集电极电流Ic转换为电压;比较器141、142;以及电压源143、144,向比较器141、142的输入端子A赋予成为阈值的电压。

[0033] 更详细地进行说明。如图1所示,在比较器141的一方的输入端子A上连接有电压源143。并且,另一方的输入端子B连接在IGBT200的感测发射极端子SE与电阻器140的中间点上,该电阻器140连接在该感测发射极端子SE与GND之间。即,向比较器141中的输入端子B施加与从IGBT200的感测发射极端子SE向GND流过的电流和电阻器140的电阻值对应的电压。向输入端子B施加的电压与从感测发射极端子SE向GND流过的电流成比例。也就是说,IGBT200的集电极电流变得越大则该电压越成为高电压。

[0034] 比较器141在与流过感测发射极端子SE的电流对应的电压超过了电压源143的电压的情况、即集电极电流Ic超过了规定的阈值(表示负载300的短路的第一阈值)的情况下,经由后述的滤波电路134使保护开关132导通,输出控制信号以使通侧电路110断开。

[0035] 关于比较器142,也是与比较器141同样的结构。即,在比较器142的一方的输入端子A上连接电压源144。并且,另一方的输入端子B连接在IGBT200的感测发射极端子SE与电阻器140的中间点上,该电阻器140连接在IGBT200的感测发射极端子SE与GND之间。

[0036] 并且,比较器142在与流过感测发射极端子SE的电流对应的电压到达电压源144的电压的情况、即集电极电流Ic到达规定的阈值(相当于第二阈值)的情况下,输出控制信号以经由滤波电路134使保护开关132断开。

[0037] 如上所述,电压源143被设定对IGBT200来说判断为负载300处于短路状态的电压,规定第一阈值。此外,电压源144被设定比第一阈值高的电压,规定第二阈值。

[0038] 上述滤波电路134是如下电路:从被输入信号起预先设定的规定的滤波时间后,输出与输入对应的控制信号。

[0039] 例如,若IGBT200的集电极电流Ic超过第一阈值,则本实施方式中的滤波电路134在预先设定的第一滤波时间后输出控制信号以使断侧电路120导通。此外,若IGBT200的集电极电流超过第一阈值,则滤波电路134在预先设定的第二滤波时间后输出控制信号以使保护开关132导通,且断开通侧电路110。

[0040] 此外,若IGBT200的集电极电流Ic从比第二阈值高的状态到达第二阈值,则本实施方式中的滤波电路134在预先设定的第三滤波时间后输出控制信号以使保护开关132断开。另外,在后述的驱动装置100的动作的说明中,该第三滤波时间为了方便而被设定为零。即,与IGBT200的集电极电流Ic从比第二阈值高的状态到达第二阈值同时,滤波电路134输出控制信号以使保护开关132断开。

[0041] 另外,该滤波电路134为了防止由于IGBT200的开关噪声等导致保护电路130误动作而设置。

[0042] 接着,参照图2~图4,说明本实施方式所涉及的驱动装置100的动作以及作用效果。

[0043] 首先,说明在现有技术中进行了IGBT200的保护动作的情况下的动作。

[0044] 专利文献1中记载的保护电路采用通过电阻分压来规定降低后的栅极电压的值的方式。因此,如图2所示,即使在时刻t2保护电路动作,栅极电压的降低开始,由于时间常数长,集电极电流Ic大的状态被维持。其结果,对IGBT200的压力变大。此外,由于是通过电阻分压将栅极电压的值规定为固定值的方式,IGBT200的栅极电容偏差引起栅极电流产生偏差。

[0045] 此外,专利文献2中记载的电力转换装置采用通过齐纳二极管来规定栅极电压的值的方式。因此,如图3所示,若在时刻t2保护电路动作,则栅极电压急剧减少,在栅极电压以及集电极电流Ic中产生振铃。若在集电极电流Ic中产生振铃,则向集电极电压施加大的浪涌电压。

[0046] 接下来,参照图4,说明进行了由本实施方式所涉及的驱动装置100进行保护动作的情况下的动作。

[0047] 在图4中,时刻t1以前为IGBT200断开的状态。即,断侧电路120为导通(有效)状态,且通侧电路110为断开(无效)状态,不向IGBT200的栅极施加电压。

[0048] 在时刻t1,若通过未图示的控制部接受了意在导通IGBT200的控制信号,则驱动装置100中的通侧电路110被导通,断侧电路120被断开。由此,IGBT200的栅极电压开始上升。若栅极电压超过IGBT200所固有的阈值电压(所谓Vth),则在IGBT200中开始流过集电极电流Ic。

[0049] 在此,在负载300短路的情况下,在IGBT200中流过过大的集电极电流Ic。若集电极电流Ic超过由电压源143规定的第一个阈值,则滤波电路134开始第一滤波时间的计数。此外,在本实施方式中,在第一滤波时间的计数的同时,还开始第二滤波时间的计数。

[0050] 在集电极电流Ic超过第一个阈值起经过第二滤波时间后的时刻t2,在保护开关132被导通的同时,通侧电路110被断开。由此,IGBT200的栅极成为从主电源以及GND隔离的状态,栅极电荷仅通过恒流电路131导出。换言之,电荷从栅极的导出通过恒流电路131以固定的速度来进行。据此,能够将栅极电压以固定的速度降低。从而,能够抑制栅极电压的波形的钝化以及由栅极电压急剧减少导致的振铃。

[0051] 通过从IGBT200的栅极导出电荷,栅极电流从比第二阈值高的状态下降而到达第二个阈值(时刻t3),则保护开关132被断开。由此,IGBT200的栅极成为电浮动状态。假设,在负载300的短路为假的情况下集电极电流Ic低于第一个阈值,所以通侧电路110被导通,IGBT200返回通常动作。在负载300的短路为真的情况下,栅极电压固定,集电极电流Ic也维持固定值。

[0052] 并且,在从集电极电流Ic超过第一个阈值起经过第一滤波时间后的时刻t4,断侧电路120成为导通状态,IGBT200停止动作。由此,在过大电流时保护IGBT200。

[0053] 像这样,集电极电流检测部133监视IGBT200的集电极电流Ic,在该电流值达到第二个阈值的时刻栅极被设为浮动,所以能够不依赖于IGBT200的栅极电容偏差地将集电极电流Ic维持为固定。也就是说,在断开保护开关132后,也能够抑制集电极电流Ic的偏差。由此,能够将第二个阈值设定为尽可能接近第一个阈值的值。在第二个阈值为比第一个阈值大的值的

情况下,集电极电流Ic以较高的状态被维持,对IGBT200的压力变大。相对于此,在本实施方式中,与以往的结构相比,能够使第二阈值靠近第一阈值,所以能够减小对IGBT200的压力。

[0054] (变形例1)

[0055] 在上述的第一实施方式中,说明了具有表示负载300的短路的第一阈值、和被设定为比第一阈值高的值的第二阈值作为集电极电流Ic的阈值的例子。作为与第一实施方式相比提高噪声耐量的实施方式,还能够设定电流值比第二阈值高的第三阈值。

[0056] 在第一实施方式中,构成为在集电极电流Ic超过了第一阈值的情况下,开始用于导通断侧电路120的第一滤波时间、以及用于导通保护开关132的第二滤波时间的计数。相对于此,在本变形例中,如图5所示,在集电极电流Ic超过了第一阈值的情况下,仅第一滤波时间开始计数。并且,若集电极电流Ic超过第三阈值,则开始用于导通保护开关132的第四滤波时间的计数。

[0057] 据此,用于使保护IGBT200的保护开关132导通的阈值被设定为比第一阈值以及第二阈值高的第三阈值,因此即使在集电极电流Ic中产生了超过第一阈值的脉冲噪声的情况下,也能够避免保护开关132误导通。从而,与第一实施方式相比能够提高噪声耐量。

[0058] (变形例2)

[0059] 在保护开关132导通的时刻以后断侧电路120导通的情况下,与保护开关132没有导通的情况相比,优选事先降低断侧电路120的驱动能力。也就是说,例如在图4中,在保护开关132动作的时刻t2以后的时刻t4,在断侧电路120导通的情况下,与保护开关132不动作、即没有产生负载300的短路的通常驱动的情况相比,事先降低断侧电路120的驱动能力为佳。

[0060] 在负载300短路的状态下,IGBT200的集电极电流Ic大幅超过额定。因此,若以与通常动作相同的驱动能力来导通断侧电路120,则存在集电极电压急剧上升而产生过大的浪涌电压的顾虑,成为IGBT200的故障的原因。如上所述,在负载300中产生短路而保护开关132动作的情况下,与没有产生负载300的短路的通常驱动的情况相比,降低断侧电路120的驱动能力,从而能够抑制集电极电压的浪涌。

[0061] (变形例3)

[0062] 此外,在IGBT200的集电极电流Ic的电流值超过第一阈值起经过规定时间后(例如,在第一实施方式中第二滤波时间后),断开通侧电路110而将IGBT200从主电源隔离的情况下,优选不将通侧电路110完全断开,而是从主电源向IGBT200的栅极注入比由恒流电路131供应的电流小的电流。

[0063] 具体而言,在图4以及图5中的时刻t2中,在将IGBT200的栅极电荷通过恒流电路131导出的同时,向构成通侧电路110的MOS晶体管的栅极施加阈值电压附近的电压,从主电源对栅极供应微小电流。据此,能够减小栅极电流以及栅极电压的通过率,能够抑制与这些电流以及电压的降低相伴的下冲。从而,与上述的第一实施方式及其变形例相比,能够抑制时刻t3后的集电极电流Ic的偏差。

[0064] (第二实施方式)

[0065] 在第一实施方式及其各变形例中,说明了保护电路130中的恒流电路131与IGBT200的栅极直接连接从而导出栅极电荷的例子。但是,保护电路130构成为能够基于集电极电流Ic来控制IGBT200的栅极电流即可。

[0066] 例如,如图6所示,也可以设为将IGBT200的栅极电流经由断侧电路120导出的结构。以下,具体进行说明。另外,集电极电流检测部133以及滤波电路134是与第一实施方式同样的结构,省略其说明。

[0067] 该驱动装置100具有两个NMOS晶体管(Tr1、Tr2)作为断侧电路120。这些NMOS晶体管由作为输出晶体管的主MOS晶体管Tr1、规定主MOS晶体管Tr1的漏极电流的感测MOS晶体管Tr2构成。在本实施方式中,主MOS晶体管Tr1相对于感测MOS晶体管Tr2构成电流镜。具体而言,主MOS晶体管Tr1的栅极被设为与感测MOS晶体管Tr2的栅极共通,源极共通而接地。主MOS晶体管Tr1的漏极与IGBT200的栅极连接。

[0068] 在这样的结构中,在主MOS晶体管Tr1中,以与感测MOS晶体管Tr2的尺寸比相同的电流比流过漏极电流。

[0069] 此外,断侧电路120具有:运算放大器121,用于对感测MOS晶体管Tr2的漏极电流进行控制;基准电阻122,用于规定该运算放大器121的输出;以及参照电源123,向该运算放大器121的一个输入端子赋予参照电位Vref。运算放大器121若从未图示的控制部等被输入表示使IGBT200断开的控制信号,则向感测MOS晶体管Tr2的栅极施加电压,从而从IGBT200的栅极导出固定的电流。

[0070] 基准电阻122是分流电阻,规定感测MOS晶体管Tr2的漏极电流的电流值。进而,规定从IGBT200的栅极导出的电流的电流值。从IGBT200的栅极导出的电流是在主MOS晶体管Tr1中流过的漏极电流。并且,主MOS晶体管Tr1与感测MOS晶体管Tr2一起构成电流镜,因此从IGBT200的栅极导出的电流依赖于感测MOS晶体管Tr2的漏极电流。

[0071] 在这样的结构中,若被输入表示使IGBT200断开的控制信号,则运算放大器121被驱动而向感测MOS晶体管Tr2施加栅极电压。此时的漏极电流由基准电阻122的电阻值R来规定。并且,该电流值通过调整运算放大器121的输出而被反馈控制,以使基准电阻122与感测MOS晶体管Tr2之间的连接点的电位接近于参照电位Vref。由此,感测MOS晶体管Tr2的漏极电流高精度地被控制为固定的值($= (Vcc - Vref) / R$)。因此,从IGBT200的栅极导出的电流也高精度地被设为固定电流。

[0072] 另外,断侧电路120具有对由运算放大器121对主MOS晶体管Tr1的电流供应进行导通断开的控制开关124。若该控制开关124为导通状态,则从运算放大器121向感测MOS晶体管Tr2施加栅极电压而断侧电路120成为导通状态。

[0073] 此外,该驱动装置100与第一实施方式同样,具有恒流电路131。其中,本实施方式中的恒流电路131如图6所示那样,向与断侧电路120中的主MOS晶体管Tr1构成电流镜的NMOS晶体管Tr3赋予漏极电流的方式被连接。主MOS晶体管Tr1和NMOS晶体管Tr3相互的栅极经由开关而连接。若该开关为导通状态,则主MOS晶体管Tr1和NMOS晶体管Tr3构成电流镜,流过由恒流电路131规定的电流作为Tr1的漏极电流,导出IGBT200的栅极电荷。即,该开关相当于上述的第一实施方式及其变形例中的保护开关132。

[0074] 通过如本实施方式那样构成,为了保护电路130的保护而从IGBT200导出栅极电流、以及为了断侧电路120的断开动作而从IGBT200导出栅极电流,能够共用一个NMOS晶体管、即主MOS晶体管Tr1。

[0075] (其他实施方式)

[0076] 以上,说明了本申请的优选的实施方式,但本申请完全没有被上述的实施方式限

制,在不脱离本申请的主旨的范围中,能够进行各种变形而实施。

[0077] 关于第一阈值以及第二阈值,优选设定为与基于一定的栅极电压预先测定的功率开关元件的集电极电流对应的值。虽未图示,在驱动装置100中设置存储器电路,将与驱动装置100的出厂前检查(在制造后进行的特性检查)中测定的IGBT200的与规定的集电极电流Ic相对应的感测发射极端子SE的电压对应的阈值存储至存储器。具体而言,感测发射极端子SE的电压越大则将第一阈值以及第二阈值的值设定得越大,能够防止由于通常的开关动作时的噪声而误进行短路保护动作的误动作。此外,能够尽可能将第二阈值设定为靠近第一阈值,所以能够减轻IGBT200的压力。

[0078] 此外,在上述的各实施方式中,记载了在负载300短路的情况下的保护动作,但除此之外,即使没有到负载300的短路的程度,在流过IGBT200的集电极的额定以上的过大电流的过电流的状态下,也能够应用本申请。在该情况下,将第一阈值、第二阈值以及第三阈值设定为与短路的情况相比较小的值。

[0079] 在上述的各实施方式中,作为功率开关元件而例示了IGBT200,但不限定于该例。例如,作为功率开关元件,关于功率MOS晶体管等也能够应用本申请。

[0080] 本申请遵照实施例而记述,但应该理解本申请不限定于该实施例、构造。本申请还包含各种变形例、等同范围内的变形。此外,各种组合、方式、进而在它们中包含仅一要素、这以上、或这以下的其他组合、方式也落入本申请的范畴和思想范围内。

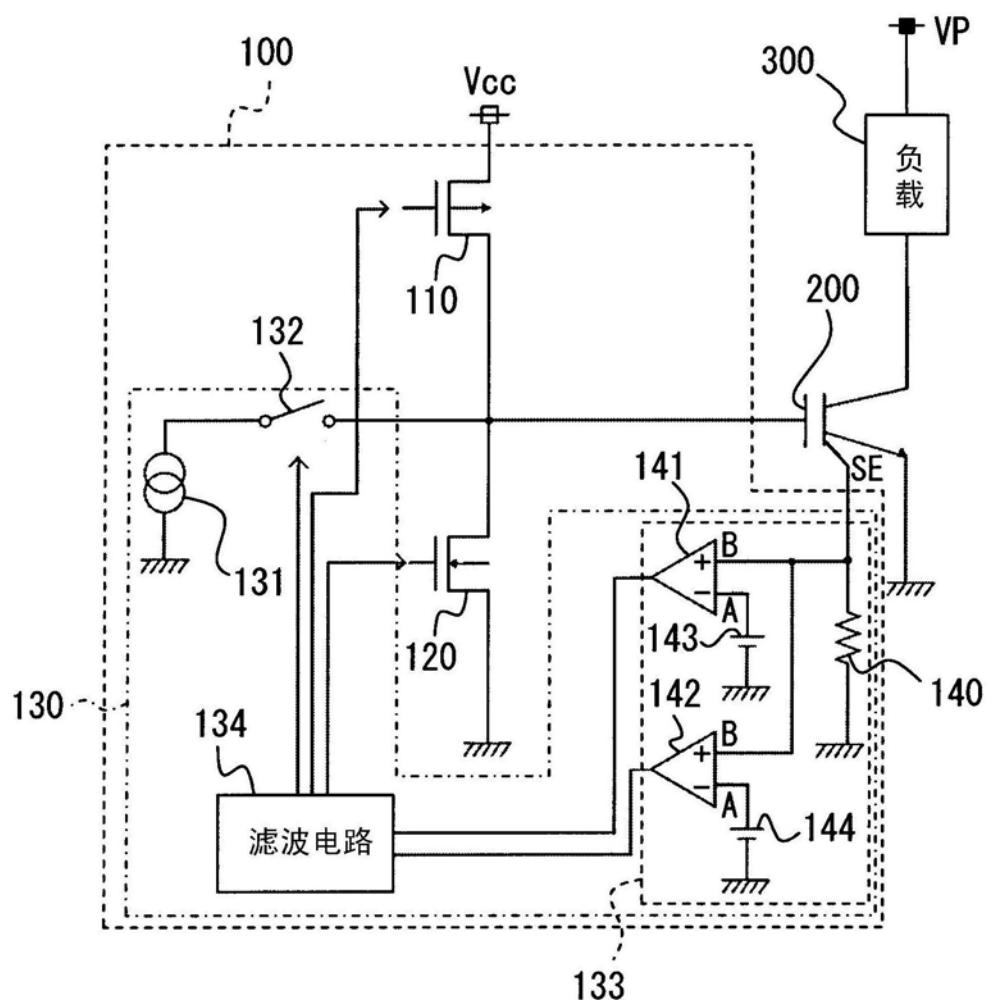


图1

比较例

IGBT
栅极电压

IGBT
集电极电流
(I_c)

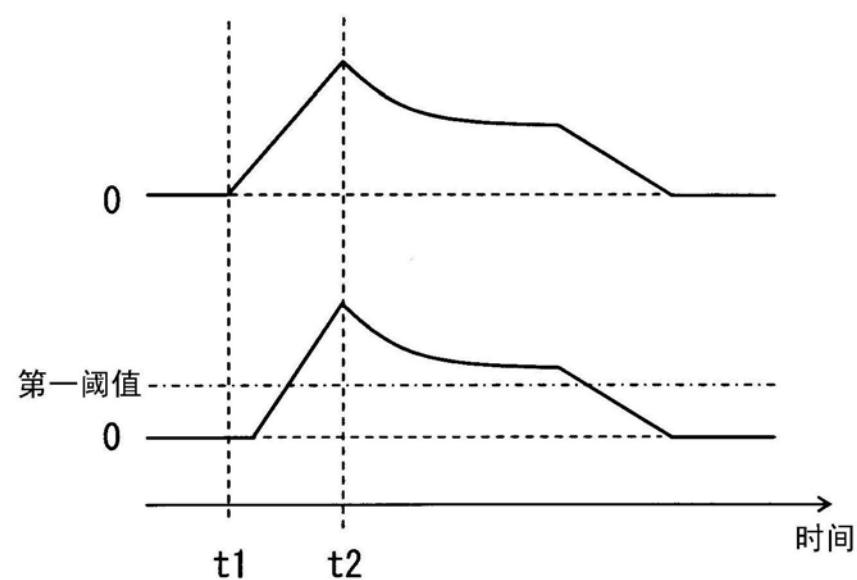


图2

比较例

IGBT
栅极电压

IGBT
集电极电流
(I_c)

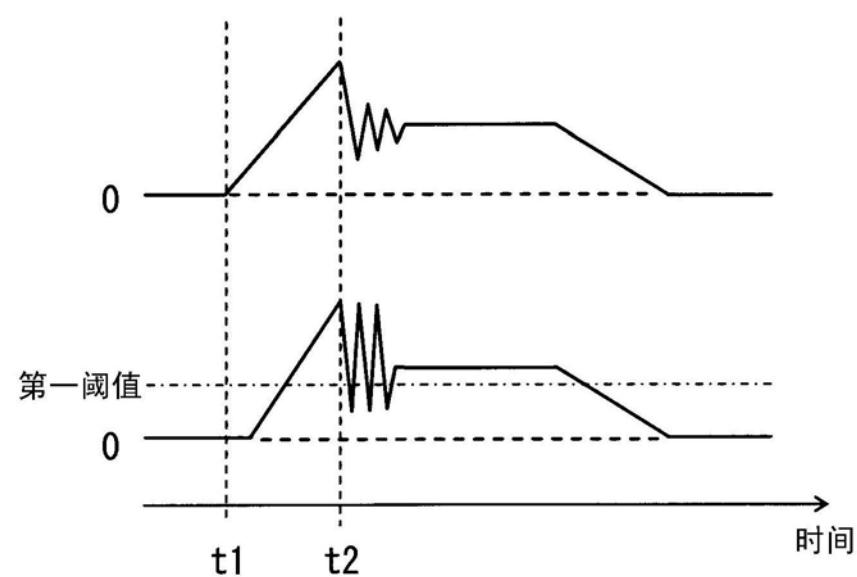


图3

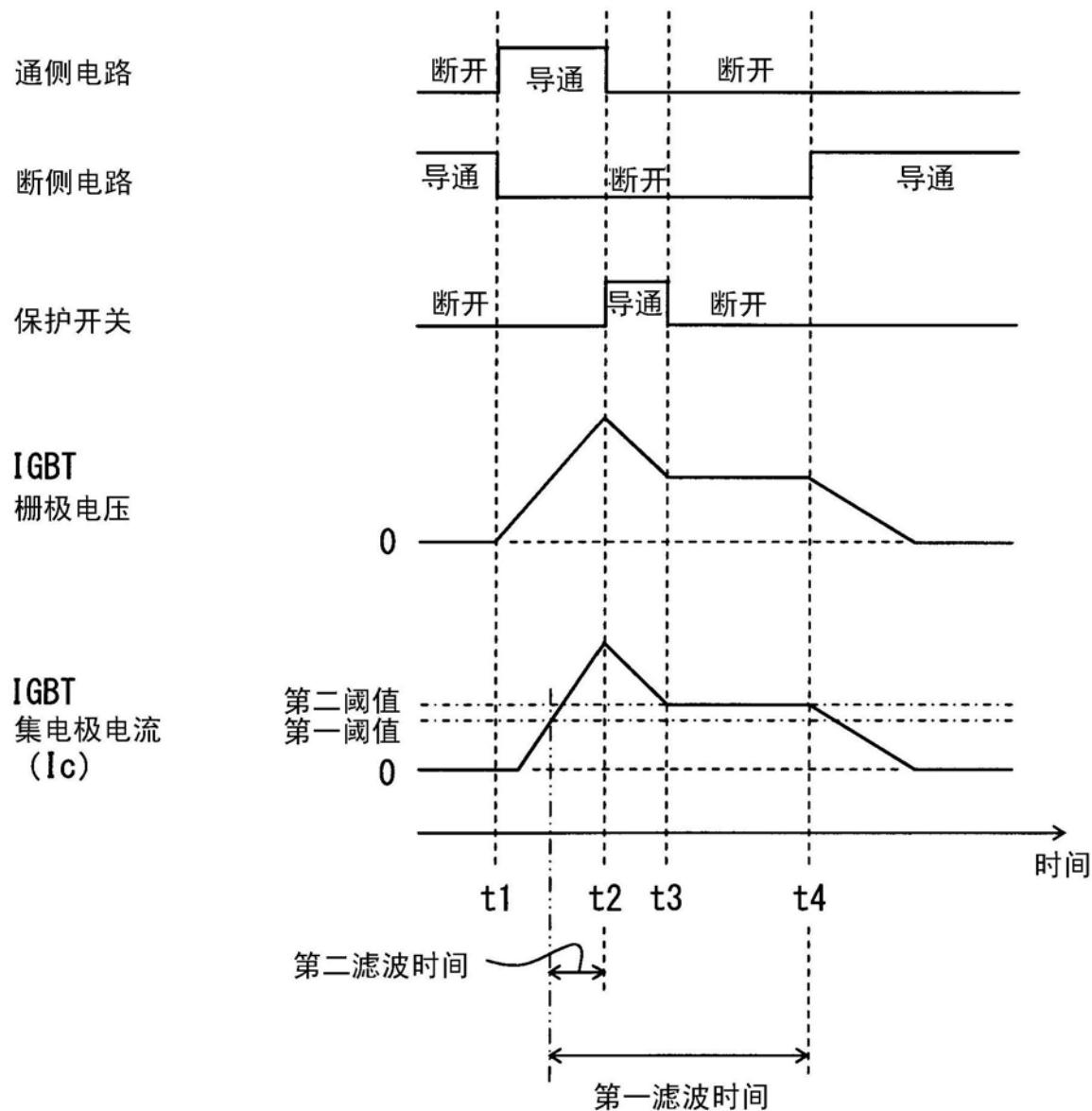


图4

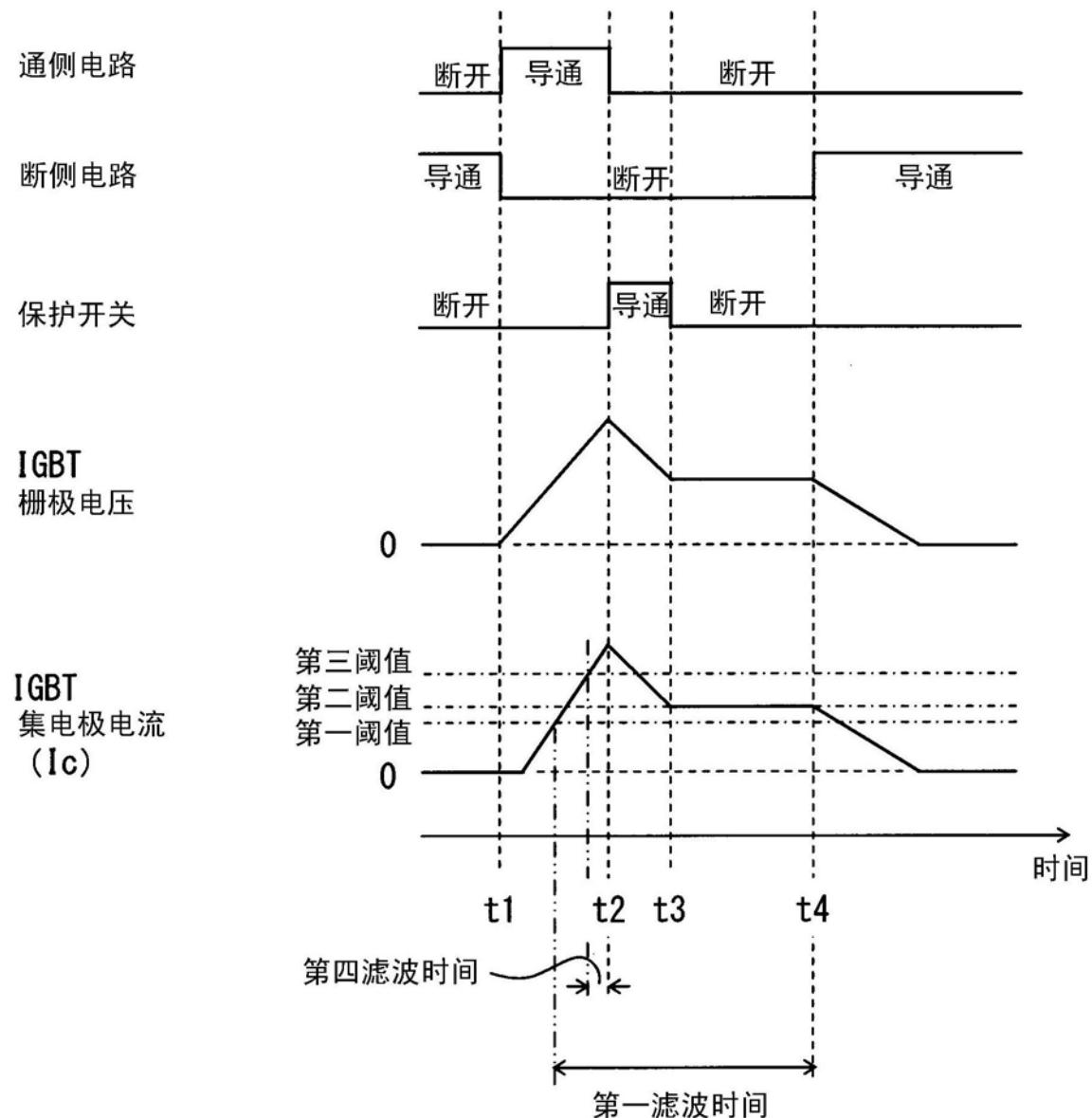


图5

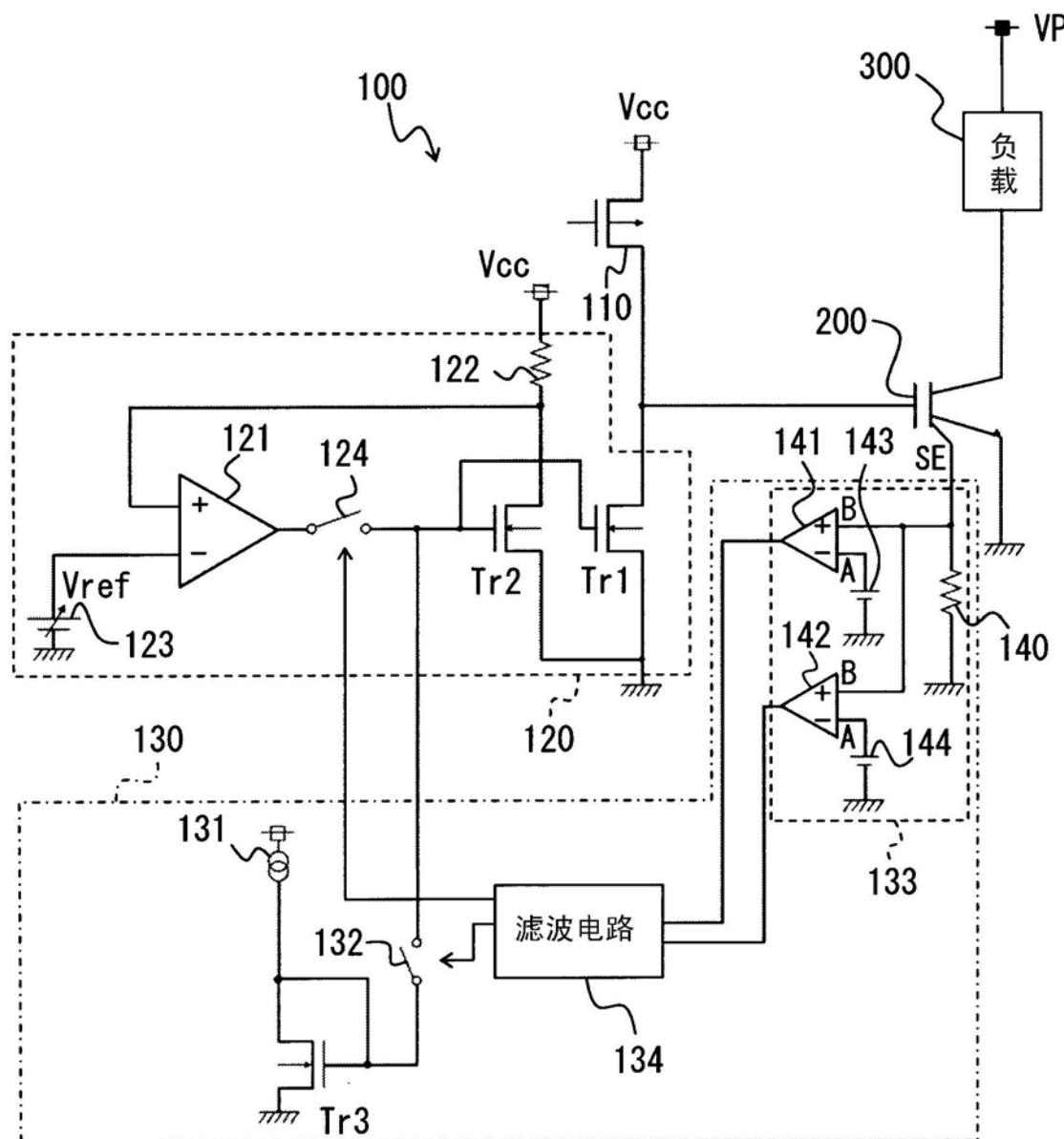


图6