



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112255520 A

(43) 申请公布日 2021. 01. 22

(21) 申请号 202010606657.8

H02H 7/20 (2006.01)

(22) 申请日 2020.06.29

H03K 17/08 (2006.01)

(30) 优先权数据

2019-124333 2019.07.03 JP

(71) 申请人 富士电机株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 高际和美

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

司 31100

代理人 胡秋瑾 宋俊寅

(51) Int. Cl.

G01R 31/26 (2014.01)

G01R 19/165 (2006.01)

G01R 19/00 (2006.01)

H02H 1/00 (2006.01)

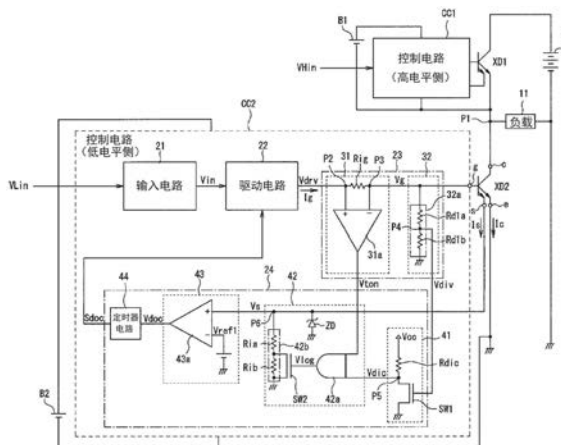
权利要求书2页 说明书23页 附图14页

(54) 发明名称

半导体元件的电流检测电路和电流检测方法、以及半导体模块

(57) 摘要

本发明提供一种电流检测电路,在半导体元件的过渡期间内高精度地检测过电流。该电流检测电路包括:检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电路的电流检测部;将流过电流检测端子的检测电流相应的检测电压与检测参考电压进行比较并基于比较结果来检测过电流的过电流检测部;以及基于电流检测部的检测结果来调整检测参考电压的调整部。



1. 一种电流检测电路,其特征在于,包括:

电流检测部,该电流检测部检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流;

过电流检测部,该过电流检测部基于与流过所述电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流;以及

调整部,该调整部基于所述电流检测部的检测结果,调整所述检测参考电压。

2. 如权利要求1所述的电流检测电路,其特征在于,

所述电流检测部检测电连接在所述控制端子与所述驱动电路之间的第1电流检测用电阻的所述控制端子侧与所述驱动电路侧之间的电位差。

3. 如权利要求2所述的电流检测电路,其特征在于,还包括:

电压检测部,该电压检测部检测所述第1电流检测用电阻的所述驱动电路侧或所述控制端子侧的电压;以及

电压判定部,该电压判定部判定所述电压检测部的检测电压是否超过控制参考电压,所述调整部进一步基于所述电压判定部的判定结果,调整所述检测参考电压。

4. 如权利要求3所述的电流检测电路,其特征在于,

所述调整部以从所述第1电流检测用电阻的所述驱动电路侧的电压减去所述控制端子侧的电压后得到的电位差超过第1阈值且所述电压检测部的检测电压在所述控制参考电压以下为条件,来增大所述检测参考电压。

5. 如权利要求3或4所述的电流检测电路,其特征在于,

所述调整部基于所述电流检测部的检测结果和所述电压判定部的判定结果,在所述半导体元件的导通中的过渡期间内,增大所述检测参考电压。

6. 如权利要求2至5的任一项所述的电流检测电路,其特征在于,

所述调整部基于所述电流检测部的检测结果,使所述半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的所述检测参考电压大于所述过渡期间以外的期间内的所述检测参考电压。

7. 如权利要求2至6的任一项所述的电流检测电路,其特征在于,

所述电流检测部包括:

第1比较器,该第1比较器判定从所述第1电流检测用电阻的所述驱动电路侧的电压减去所述控制端子侧的电压后得到的电位差是否大于第1阈值;

第2比较器,该第2比较器判定从所述第1电流检测用电阻的所述控制端子侧的电压减去所述驱动电路侧的电压后得到的电位差是否大于第2阈值;以及

选择器,该选择器根据用于控制所述半导体元件的控制信号,选择所述第1比较器和所述第2比较器中的任一个的输出作为所述电流检测部的检测结果进行输出。

8. 如权利要求7所述的电流检测电路,其特征在于,

所述选择器在所述控制信号表示应将所述半导体元件导通的情况下,将所述第1比较器的输出作为所述电流检测部的检测结果进行输出,在所述控制信号表示应将所述半导体元件截止的情况下,将所述第2比较器的输出作为所述电流检测部的检测结果进行输出。

9. 如权利要求7或8所述的电流检测电路,其特征在于,

所述电流检测部还包括:

第1分压电路,该第1分压电路对所述第1电流检测用电阻的所述驱动电路侧的电压进

行分压,并提供给所述第1比较器和所述第2比较器;以及

第2分压电路,该第2分压电路对所述第1电流检测用电阻的所述控制端子侧的电压进行分压,并提供给所述第1比较器和所述第2比较器。

10. 一种电流检测电路,其特征在于,

电流检测部,该电流检测部检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流;

过电流检测部,该过电流检测部基于与流过所述电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流;以及

调整部,该调整部基于所述电流检测部的检测结果,使所述半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的所述检测参考电压大于所述过渡期间以外的期间内的所述检测参考电压。

11. 如权利要求10所述的电流检测电路,其特征在于,

所述电流检测部检测电连接在所述控制端子与所述驱动电路之间的第1电流检测用电阻的所述控制端子侧与所述驱动电路侧之间的电位差。

12. 如权利要求11所述的电流检测电路,其特征在于,

所述电流检测部包括:

第1比较器,该第1比较器判定从所述第1电流检测用电阻的所述驱动电路侧的电压减去所述控制端子侧的电压后得到的电位差是否大于第1阈值;

第2比较器,该第2比较器判定从所述第1电流检测用电阻的所述控制端子侧的电压减去所述驱动电路侧的电压后得到的电位差是否大于第2阈值;以及

选择器,该选择器根据用于控制所述半导体元件的控制信号,选择所述第1比较器和所述第2比较器中的任一个的输出作为所述电流检测部的检测结果进行输出。

13. 一种半导体模块,其特征在于,包括:

电压控制型的半导体元件;

驱动所述半导体元件的控制端子的驱动电路;以及

如权利要求1至12中任一项所述的电流检测电路。

14. 一种电流检测方法,其特征在于,包括:

检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流;

基于与流过所述电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流;以及

基于所述控制电流的检测结果,调整所述检测参考电压。

15. 一种电流检测方法,其特征在于,包括:

检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流;

基于与流过所述电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流;以及

基于所述控制电流的检测结果,使所述半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的所述检测参考电压大于所述过渡期间以外的期间内的所述检测参考电压。

## 半导体元件的电流检测电路和电流检测方法、以及半导体模块

### 技术领域

[0001] 本发明涉及具有电流检测端子的电压控制型半导体元件的电流检测电路和电流检测方法、以及半导体模块。

### 背景技术

[0002] 场效应晶体管 (FET)、绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 等电压控制型半导体元件被用于民用和工业用的功率转换装置等半桥驱动电路等。

该电压控制型半导体元件为了实现过电流的自我保护功能,具备输出与流过其自身的电流量相应的电流的电流检测端子(也示作为“检测端子”或“测电流端子”)。通过监视从该电流检测端子输出的电流,能够检测出过电流状态从而实现过电流保护功能。

[0003] 作为这样的过电流保护电路,提出了例如专利文献1所记载的功率器件的过电流保护电路。

该过电流保护电路对内置有电流检测端子的IGBT进行过电流保护。在该IGBT中,向测电流端子流过与集电极电流成比例的电流。该测电流端子与接地之间连接有电流检测用电阻,将该电流检测用电阻的电压降的值提供给保护用比较器的非反转输入端。向该保护用比较器的反转输入端子提供基准电压,当电压降的值超过基准电压时,将与IGBT的栅极相连接的驱动器设为未激活状态,实现过电流保护功能。

[0004] 此时,输入至保护用比较器的反转输入端子的基准电压在高低2段电压之间切换。该基准电压的切换使得驱动器与IGBT的栅极端子之间的栅极电压在电压监视比较器中进行比较,电压监视比较器的比较输出被输入至已提供了要输入到驱动器的输入信号的控制器(例如专利文献1的图3、第0046~0060段)。

[0005] 控制器将被输入至驱动器的输入信号的上升沿作为触发,仅在被视作为刚截止之后的过渡期间的过渡状态推定期间T内,输出指示模拟开关连接至比正常的基准电压要高的基准电压的控制信号。另外,控制器将过渡状态推定期间T以外的期间视作为正常状态,输出指示模拟开关连接至正常的基准电压的控制信号。因此,控制器起到用于确定过渡状态推定期间T的一种定时器的功能。

控制器的过渡状态推定期间T是自输入信号的上升沿起,到栅极电压超过基准电压 $V_{REF3}$ 从而使电压检测用比较器的输出上升至高电平为止的期间。

[0006] 另外,专利文献2和5中公开了使用半导体元件的电流检测端子的过电流保护技术。专利文献3和4中公开了不使用半导体元件的电流检测端子的过电流保护技术。专利文献6中公开了回扫充电电路中防止浪涌电流造成的误动作的技术。专利文献7中公开了开关电源电路中的过电压保护技术。

现有技术文献

专利文献

专利文献1:日本专利特开平6-120787号公报

专利文献2:日本专利特开2006-32393号公报  
专利文献3:日本专利特开2015-53749号公报  
专利文献4:日本专利特开2015-139271号公报  
专利文献5:国际公开第2018/158807号  
专利文献6:日本专利特开2005-130602号公报  
专利文献7:日本专利特开2019-75940号公报

## 发明内容

发明所要解决的技术问题

[0007] 然而,上述专利文献1记载的现有技术中,过渡状态推定期间T的开始条件被设定为输入信号的上升沿时刻,过渡状态推定期间的结束条件被设定为电压检测用比较器的输出上升至高电平的时刻、即栅极电压超过基准电压VREF3的时刻。因此,实际在过渡状态推定期间以外的时刻,有时会误检测出叠加在输入信号上的噪声,从而导致过渡状态推定期间T开始。这种情况下,变成选择高于正常时的基准电压的状态。因而,存在IGBT截止后开始过渡状态推定期间T的情况下无法正常进行过电流保护的问题。这里,作为噪声的类型,可以举出雷涌、ESD浪涌、辐射电磁噪声等本领域中会产生的噪声。专利文献2~7中记载的现有技术也难以利用电流检测端子在过渡期间内恰当地进行过电流保护。

因此,本发明鉴于上述现有技术的问题而完成,其目的在于提供一种过渡状态推定期间的开始条件不会受到噪声影响的半导体元件的电流检测电路和电流检测方法。

解决技术问题所采用的技术方案

[0008] 为了解决上述问题,本发明的方式一提供一种电流检测电路。电流检测电路可以具备电流检测部,该电流检测部检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流。电流检测电路可以具备过电流检测部,该过电流检测部基于与流过电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流。电流检测电路可以具备调整部,该调整部基于电流检测部的检测结果,调整检测参考电压。

[0009] 电流检测部可以检测电连接在控制端子与驱动电路之间的第1电流检测用电阻的控制端子侧与驱动电路侧之间的电位差。

[0010] 电流检测电路可以具备电压检测部,该电压检测部检测第1电流检测用电阻的驱动电路侧或控制端子侧的电压。电流检测电路具备电压判定部,该电压判定部判定电压检测部的检测电压是否超过了控制参考电压。调整部可以进一步基于电压判定部的判定结果,调整检测参考电压。

[0011] 调整部可以以从第1电流检测用电阻的驱动电路侧的电压减去控制端子侧的电压后得到的电位差超过第1阈值且电压检测部的检测电压在控制参考电压以下为条件,来增大检测参考电压。

[0012] 调整部可以基于电流检测部的检测结果和电压判定部的判定结果,在半导体元件的导通中的过渡期间内,增大检测参考电压。

[0013] 调整部可以基于电流检测部的检测结果,使半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的检测参考电压大于过渡期间以外的期间内的检测参考电压。

[0014] 电流检测部可以具有第1比较器,该第1比较器判定从第1电流检测用电阻的驱动电路侧的电压减去控制端子侧的电压后得到的电位差是否大于第1阈值。电流检测部可以具有第2比较器,该第2比较器判定从第1电流检测用电阻的控制端子侧的电压减去驱动电路侧的电压后得到的电位差是否大于第2阈值。电流检测部可以具有选择器,该选择器根据用于控制半导体元件的控制信号,选择第1比较器和第2比较器中任一方的输出作为电流检测部的检测结果并输出。

[0015] 选择器可以在控制信号表示应将半导体元件导通的情况下,将第1比较器的输出作为电流检测部的检测结果并输出,在控制信号表示应将半导体元件截止的情况下,将第2比较器的输出作为电流检测部的检测结果并输出。

[0016] 电流检测部可以具有第1分压电路,该第1分压电路对第1电流检测用电阻的驱动电路侧的电压进行分压,并提供给第1比较器和第2比较器。电流检测部可以具有第2分压电路,该第2分压电路对第1电流检测用电阻的控制端子侧的电压进行分压,并提供给第1比较器和第2比较器。

[0017] 本发明的方式二提供一种电流检测电路。电流检测电路可以具备电流检测部,该电流检测部检测在具有电流检测端子的电压控制型的半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流。电流检测电路可以具备过电流检测部,该过电流检测部基于与流过电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流。电流检测电路可以具备调整部,该调整部基于电流检测部的检测结果,使半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的检测参考电压大于过渡期间以外的期间内的检测参考电压。

[0018] 电流检测部可以检测电连接在控制端子与驱动电路之间的第1电流检测用电阻的控制端子侧与驱动电路侧之间的电位差。

[0019] 电流检测部可以具有第1比较器,该第1比较器判定从第1电流检测用电阻的驱动电路侧的电压减去控制端子侧的电压后得到的电位差是否大于第1阈值。电流检测部可以具有第2比较器,该第2比较器判定从第1电流检测用电阻的控制端子侧的电压减去驱动电路侧的电压后得到的电位差是否大于第2阈值。电流检测部可以具有选择器,该选择器根据用于控制半导体元件的控制信号,选择第1比较器和第2比较器中任一方的输出作为电流检测部的检测结果并输出。

[0020] 本发明的方式三提供一种半导体模块,具备电压控制型的半导体元件、驱动半导体元件的控制端子的驱动电路、电流检测电路。

[0021] 本发明的方式四提供一种电流检测方法。电流检测方法可以包括检测在具有电流检测端子的电压控制型半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流。电流检测方法可以包括基于与流过电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流。电流检测方法可以包括基于控制电流的检测结果,调整检测参考电压。

[0022] 电流检测方法可以包括检测在具有电流检测端子的电压控制型半导体元件的控制端子与驱动电路之间流过的控制电流。电流检测方法可以包括基于与流过电流检测端子的检测电流相应的检测电压和检测参考电压进行比较的结果,检测出过电流。电流检测方法可以包括基于控制电流的检测结果,使半导体元件的导通中及截止中的过渡期间内的检

测参考电压大于过渡期间以外的期间内的检测参考电压。

[0023] 另外,上述发明的概要并不是对本发明的所有必要特征进行列举。此外,这些特征群的次级组合也可以构成发明。

## 附图说明

[0024] 图1是表示本发明所涉及的半导体元件的电流检测电路的实施方式1的电路图。

图2是用于说明实施方式1的动作的信号波形图。

图3是表示本发明所涉及的半导体元件的电流检测电路的实施方式1的变形例即变形例1的电路图。

图4是表示本发明所涉及的半导体元件的电流检测电路的实施方式2的电路图。

图5是用于说明实施方式2的动作的信号波形图。

图6是表示实施方式2的变形例即变形例2的电路图。

图7是表示变形例3所涉及的栅极电流电压检测部的电路图。

图8是表示变形例4所涉及的栅极电流电压检测部的电路图。

图9是表示变形例5所涉及的栅极电流电压检测部的电路图。

图10表示变形例6所涉及过的电流检测部和调整部。

图11表示变形例6的动作所涉及的信号波形。

图12表示变形例7所涉及过的电流检测部和调整部。

图13表示变形例8所涉及的电流检测部。

图14表示变形例8的动作所涉及的信号波形。

图15表示变形例9所涉及的电流检测部和电压检测部。

图16表示变形例10所涉及的电流检测部、电压检测部、电压判定部和电压电平调整部的局部。

图17表示变形例10的动作所涉及的信号波形。

## 具体实施方式

[0025] 下面,参照附图,对本发明的一个实施方式进行说明。在以下的附图记载中,对相同或相似的部分标注相同或相似的标号。

另外,以下所示的实施方式是用于将本发明的技术构思具体化的装置和方法的示例。本发明的技术构思并未将构成部件的材质、形状、构造、配置等限定为以下所述的内容。本发明的技术构思可以在权利要求书所记载的权利要求限定的技术范围内进行各种变更。

[0026] 下面,参照附图说明本发明所涉及的半导体元件的电流检测电路的实施方式1。

首先,对可以适用本发明的半桥电路进行说明。

图1中,半桥电路中,高电平侧(高电位侧)的电压控制型半导体元件XD1和低电平侧(低电位侧)的电压控制型半导体元件XD2以图腾柱的方式串联连接至直流电源10。

高电平侧的电压控制型半导体元件XD1使用例如N沟道或P沟道的MOSFET、P型或N型绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等。低电平侧的电压控制型半导体元件XD2使用例如N沟道MOSFET、N型绝缘栅双极型晶体管等。

[0027] 这里,电压控制型半导体元件XD1、XD2适用N型绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。这些

电压控制型半导体元件XD1、XD2具备高电位侧的集电极端子c、低电位侧的发射极端子e、作为控制端子的栅极端子g以及电流检测端子(检测端子)s。电流检测端子s输出与集电极端子c和发射极端子e之间流过的集电极电流 $I_c$ 成比例的检测电流 $I_s$ 。

[0028] 各电压控制型半导体元件XD1、XD2分别与未图示的续流二极管D1、D2反向并联连接。这些续流二极管D1、D2可以是寄生二极管,也可以是外部安装的二极管。

另外,电压控制型半导体元件XD1和XD2的连接点P1与直流电源10的负极侧之间连接有例如感应型的负载11。该负载11由从连接点P1输出的功率进行驱动。

[0029] 电压控制型半导体元件XD1的栅极端子g与高电平侧用的控制电路CC1连接。该控制电路CC1由外部电源B1进行驱动,并基于所输入的上升沿和下降沿倾斜的脉冲状的高电平侧用驱动信号 $V_{Hin}$ 形成驱动电压控制型半导体元件XD1的栅极信号。控制电路CC1将栅极信号输出至电压控制型半导体元件XD1的栅极端子,从而控制电压控制型半导体元件XD1的导通和截止。

[0030] 同样,电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g与低电平侧用的控制电路CC2连接。该控制电路CC2也由外部电源B2进行驱动。该控制电路CC2具备输入电路21、驱动电路22、栅极电流电压检测部23和检测电流检测电路24。栅极电流电压检测部23和检测电流检测电路24的组合是基于检测电流的检测结果来检测半导体元件XD2的过电流的电流检测电路的一个示例。

如图2所示,输入电路21将上升沿和下降沿倾斜的脉冲状的低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 与阈值电压 $V_{th1}$ 进行比较,当低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 在阈值电压 $V_{th1}$ 以下时变为截止状态(低电平),当低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 超过阈值电压 $V_{th1}$ 时变为导通状态(高电平),从而形成矩形波状的输入信号 $V_{in}$ 。此外,还具有去除低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 中输入的微小噪声脉冲等的噪声滤波器的功能。

[0031] 输入信号 $V_{in}$ 被输入驱动电路22,驱动电路22输出在输入信号 $V_{in}$ 从截止状态变为导通状态时延迟规定时间再变为导通状态、且在输入信号 $V_{in}$ 从导通状态变为截止状态时延迟规定时间再变为截止状态的驱动信号 $drv$ 。延迟规定时间的动作中包含用于调整从低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 到低电平侧用输出端子(栅极端子)g的信号传输延迟时间的功能。

栅极电流电压检测部23具备电流检测部31和电压检测部32。电流检测部31检测电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g与驱动电路22之间流过的栅极电流 $I_g$ 。本实施方式中,电流检测部31具备:电连接在栅极端子g与驱动电路22之间的第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 、以及检测第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧和驱动电路22侧之间的电位差的电流检测用比较器31a。第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的一端连接至驱动电路22,另一端连接至电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g。

[0032] 电流检测用比较器31a的非反转输入端子连接至驱动电路22和第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的连接点P2,反转输入端子连接至第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 和电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g的连接点P3。该电流检测用比较器31a根据栅极电流 $I_g$ 通过第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 时产生的第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压即驱动电压 $V_{drv}$ 与第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的电压控制型半导体元件XD2侧的电压即栅极电压 $V_g$ 之间的电位差,检测出栅极电流 $I_g$ 。即,电流检测用比较器31a在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端之间没有产生电位差时,或者栅极电压 $V_g$ 的电位高于驱动电压 $V_{drv}$ 的电位的状态下,输出低电平的电流检



测信号 $V_{ton}$ 。另外,在驱动电压 $V_{drv}$ 的电位高于栅极电压 $V_g$ 的电位,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端之间产生电位差时,输出高电平的电流检测信号 $V_{ton}$ 。电流检测用比较器31a也可以根据驱动电压 $V_{drv}$ 和栅极电压 $V_g$ 之间的电位差是否超过预先设定的第1阈值(例如0或正电压),切换电流检测信号 $V_{ton}$ 的电平。

[0033] 电压检测部32检测第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧或栅极端子 $g$ 侧的电压。将成为其检测对象的电压表示为“检测电压”。本实施方式中,电压检测部32由连接在电压控制型半导体元件XD2的栅极端子 $g$ 与接地之间的分压电路32a构成。该分压电路32a具有串联连接的第1分压电阻 $R_{d1a}$ 和第2分压电阻 $R_{d1b}$ ,从第1分压电阻 $R_{d1a}$ 和第2分压电阻 $R_{d1b}$ 之间的连接点P4输出分压电压 $V_{div}$ 。分压电压 $V_{div}$ 在本实施方式中取不同于表示电压检测部32的检测结果的检测电压即栅极电压 $V_g$ 自身的值,成为表示检测电压的大小的指标值。

检测电流检测电路24具备电压判定部41、电压电平调整部42、过电流检测部43和定时器电路44。

[0034] 电压判定部41判定电压检测部32得到的检测电压是否超过了控制参考电压。本实施方式中,电压判定部41由连接在直流电源 $V_{cc}$ 与接地之间的电阻 $R_{dic}$ 和开关元件SW1的串联电路构成。这里,开关元件SW1由例如N沟道MOSFET构成。向该开关元件SW1的栅极端子提供从分压电路32a输出的分压电压 $V_{div}$ 。而且,设定分压电路32a的分压比,使得当施加在电压控制型半导体元件XD2的栅极端子 $g$ 上的栅极电压 $V_g$ 达到预先设定的阈值电压 $V_{th2}$ (例如12V)时,分压电压 $V_{div}$ 达到开关元件SW1的阈值电压(第1阈值电压),因此,在栅极电压 $V_g$ 超过预先设定的阈值电压 $V_{th2}$ 时,开关元件SW1被分压电压 $V_{div}$ 控制在导通状态。这里,阈值电压 $V_{th2}$ 是控制参考电压的一例,是要与电压检测部32检测出的用于控制电压控制型半导体元件XD2的电压(即,本实施方式中为栅极电压 $V_g$ )进行比较的参考电压。

[0035] 电压判定部41从电阻 $R_{dic}$ 和开关元件SW1之间的连接点P5输出作为电压判定部41的判定结果的一例的电压判定信号 $V_{dic}$ 。当栅极电压 $V_g$ 在阈值电压 $V_{th2}$ 以下时,开关元件SW1维持截止状态,因此该电压判定信号 $V_{dic}$ 成为高电平。另一方面,当栅极电压 $V_g$ 超过阈值电压 $V_{th2}$ 时,开关元件SW1变成导通状态,电压判定信号 $V_{dic}$ 反转成低电平。

电压电平调整部42是调整部的一例,基于电流检测部31的检测结果,调整用于判断流过检测端子的检测电流 $I_s$ 为过电流的过电流阈值。本实施方式中,电压电平调整部42进一步基于电压判定部41的判定结果,调整该过电流阈值。电压电平调整部42包括逻辑与电路42a、连接在电压控制型半导体元件XD2的电流检测端子 $s$ 与接地之间的第2电流检测用电阻42b、调整该第2电流检测用电阻42b的电阻值的开关元件SW2。从电流检测端子 $s$ 输出的检测电流 $I_s$ 流过第2电流检测用电阻42b,因此第二电流检测用电阻42b和电压控制型半导体元件XD2的电流检测端子 $s$ 之间的连接点P6的电位 $V_s$ 成为检测电流 $I_s$ 与第2电流检测用电阻42b的电阻值之积。

[0036] 逻辑与电路42a的一个输入端子被输入从电流检测部31的电流检测用比较器31a输出的电流检测信号 $V_{ton}$ ,另一个输入端子被输入从电压判定部41输出的电压判定信号 $V_{dic}$ 。电流检测信号 $V_{ton}$ 和电压判定信号 $V_{dic}$ 均为高电平时,从该逻辑与电路42a输出高电平的逻辑与信号 $V_{log}$ 。

第2电流检测用电阻42b通过将2个电阻 $R_{ia}$ 、 $R_{ib}$ 串联连接而构成。开关元件SW2与电阻 $R_{ib}$ 并联连接。该开关元件SW2例如由N沟道MOSFET构成,其栅极端子被提供逻辑与电路42a

的逻辑与信号Vlog。从而,第2电流检测用电阻42b的电阻值和连接点P6的电位Vs由逻辑与信号Vlog进行调整。

[0037] 因此,基于电流检测信号Vton和电压判定信号Vdic,从第2电流检测用电阻42b和电压控制型半导体元件XD2的电流检测端子s之间的连接点P6输出调整了电压电平后的电流检测电压Vs。电压控制型半导体元件XD2的电流检测端子s和连接点P6之间同接地之间连接有电压保护用齐纳二极管ZD。

过电流检测部43根据电流检测端子s中流过的检测电流Is超过了过电流阈值的情况来检测出过电流。本实施方式中,过电流检测部43基于电流检测端子s中流过的检测电流Is所对应的检测电压Vs与检测参考电压的比较结果,检测出过电流。过电流检测部43具有过电流判定用比较器43a。该过电流判定用比较器43a的非反转输入端子被提供从电压电平调整部42输出的作为检测电压的一例的电流检测电压Vs,反转输入端子被提供作为检测参考电压的一例的基准电压Vref1(第2阈值电压)。因而,过电流判定用比较器43a在电流检测电压Vs为基准电压Vref1以下时输出低电平的过电流检测信号Vdoc,在电流检测电压Vs超过基准电压Vref1时输出高电平的过电流检测信号Vdoc。

[0038] 定时器电路44在过电流判定用比较器43a输出的过电流检测信号Vdoc为高电平时被置位并开始对过渡状态推定期间T进行计时,在经过规定时间后结束计时。该定时器电路44在过电流检测信号Vdoc为高电平的状态在计时结束前的计时期间Tm内没有中断地持续时,将高电平的过电流保护信号Sdoc输出到驱动电路22,将驱动电路22控制在未激活状态。

[0039] 以上所示的控制电路CC1和CC2例如由集成电路来实现。这种情况下,图1所示的电阻等部分器件可以是安装在集成电路外部的安装器件。另外,控制电路CC1和半导体元件XD1的组合、控制电路CC2和半导体元件XD2的组合中的至少一方可以一体化为半导体模块(智能功率模块),控制电路CC1、CC2和半导体元件XD1、XD2也可以作为一个半导体模块来实现。

[0040] 接着,参照图2对上述实施方式1的动作进行说明。

向高电平侧的控制电路CC1和低电平侧的控制电路CC2输入设有死区时间的彼此反相的梯形波状的高电平用驱动信号VHin和低电平用驱动信号VLin,该死区时间用于防止电压控制型半导体元件XD1、XD2同时变为导通状态。

控制电路CC1、CC2在输入高电平用驱动信号VHin和低电平用驱动信号VLin时的动作基本相同,参照图2来说明控制电路CC2的动作。

[0041] 在时刻t1,输入到输入电路21的低电平用驱动信号VLin如图2(a)所示为低电平。在此状态下,从输入电路21输出的输入信号Vin也如图2(b)所示为低电平,从驱动电路22输出的驱动电压Vdrv也为低电平。

因此,输入到电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g的栅极电压Vg和栅极电流Ig也如图2(d)和图2(e)所示地维持低电平,电压控制型半导体元件XD2维持截止状态。

[0042] 此时,第1电流检测用电阻Rig中没有流过栅极电流Ig,因此,两端之间无电位差,电流检测部31的电流检测用比较器31a的电流检测信号Vton也如图2(f)所示地为低电平,从电压检测部32的分压电路32a输出的分压电压Vdiv也为低电平。

因此,电压判定部41的开关元件SW1维持截止状态,电压判定信号Vdic如图2(g)所示地为高电平。

[0043] 因而,由于电流检测部31的电流检测信号 $V_{ton}$ 为低电平,电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 为高电平,因此,电压电平调整部42的逻辑与电路42a如图2(h)所示地输出低电平的逻辑与信号 $V_{log}$ 。从而,开关元件 $SW_2$ 维持截止状态,因此电压控制型半导体元件 $XD_2$ 在导通状态下从电流检测端子s输出检测电流的情况下,处于第2电流检测用电阻42b的电阻 $R_{ia}$ 和 $R_{ib}$ 串联连接的电流检测电压 $V_s$ 的电压电平为高电平的通常状态。然而,由于电压控制型半导体元件 $XD_2$ 处于截止状态,因此从电流检测端子s不输出检测电流,电流检测电压 $V_s$ 如图2(j)所示地维持低电平。

[0044] 因此,过电流检测部43的过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 为低电平,定时器电路44不会被置位,从该定时器电路44输出的过电流保护信号 $S_{doc}$ 如图2(k)所示地维持低电平。因而,驱动电路22不转至未激活状态。

之后,在时刻 $t_2$ ,低电平用驱动信号 $V_{Lin}$ 开始上升,在时刻 $t_3$ 达到阈值电压 $V_{th1}$ 时,在经过输入电路21的延迟时间的时刻 $t_4$ ,从输入电路21输出的输入信号 $V_{in}$ 如图2(b)所示地从低电平反转为高电平。

[0045] 然后,在 $t_5$ ,从驱动电路22输出的驱动电压变为高电平,栅极电压 $V_g$ 开始增大,并且栅极电流 $I_g$ 开始流过,电压控制型半导体元件 $XD_2$ 的栅极-发射极间电容开始充电。

此时,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 中流过栅极电流 $I_g$ ,从而该第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端产生电位差。因此,在比时刻 $t_5$ 稍稍延迟的时刻 $t_6$ ,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端的电位差变为设定值以上,电流检测部31的电流检测用比较器31a的电流检测信号 $V_{ton}$ 从低电平反转为高电平。

[0046] 该电流检测信号 $V_{ton}$ 被输入逻辑与电路42a,输入到该逻辑与电路42a的电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 维持高电平,因此逻辑与信号 $V_{log}$ 从低电平反转为高电平。

因此,开关元件 $SW_2$ 变为导通状态,第2电流检测用电阻42b的电阻 $R_{ib}$ 因开关元件 $SW_2$ 而被旁通,第2电流检测用电阻42b的电阻值下降,第2电流检测用电阻42b上产生的电压降减少,从而电流检测电压 $V_s$ 的电压电平降低。

[0047] 另一方面,栅极电压 $V_g$ 在时刻 $t_8$ 增大至导通电压 $V_{on}$ ,栅极电流 $I_g$ 也同样增加。

根据该栅极电流 $I_g$ 的增加,从电压控制型半导体元件 $XD_2$ 的电流检测端子s输出的电流也增加,但第2电流检测用电阻42b的电阻值被抑制在较小的值,因此,电流检测电压 $V_s$ 如图2(j)所示地被限制在比虚线所示的实际电压要小的实线所示的电压电平。然而,即使被抑制为低电压电平,在后述的导通时的过渡响应的波峰中,电流检测电压 $V_s$ 有时在达到电流检测电压 $V_s$ 的峰值的时刻 $t_8$ 之前的时刻 $t_7$ 也会超过基准电压 $V_{ref1}$ 。

[0048] 因此,过电流检测部43输出在电流检测电压 $V_s$ 超过基准电压 $V_{ref1}$ 的期间为高电平的过电流检测信号 $V_{doc}$ 。从而,定时器电路44被置位从而开始计时。

之后,在时刻 $t_8$ ,实际电压 $V_g$ 达到导通电压 $V_{on}$ ,从而电压控制型半导体元件 $XD_2$ 变为导通状态,流过集电极电流,集电极-发射极之间的电压减少。此时,电压控制型半导体元件 $XD_2$ 的集电极-栅极间的电容开始充电,由于米勒效应,栅极电压 $V_g$ 维持为固定值。栅极电流 $I_g$ 减少后变成固定电流值,从电流检测端子s输出的电流减少后也变成固定电流值,电流检测电压 $V_s$ 也减少至低于基准电压 $V_{ref1}$ 的固定电压。

[0049] 电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以下时,过电流检测部43的过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 恢复为低电平。

电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以上的期间在定时器电路44所设定的计时期间 $T_m$ 以下,因此,从定时器电路44输出的过电流保护信号 $S_{doc}$ 维持低电平,驱动电路22维持激活状态。时刻 $t_{10}$ 表示从时刻 $t_7$ 经过了计时期间 $T_m$ 后的时刻。虚线表示开关元件 $SW_2$ 截止时的电流检测电压 $V_s$ 。如果电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以上的状态持续到虚线所示的时刻 $t_{10}$ ,则在时刻 $t_{10}$ ,过电流保护信号 $S_{doc}$ 变为高电平。

[0050] 然后,在时刻 $t_9$ ,栅极电压 $V_g$ 再次开始增大,并且栅极电流 $I_g$ 开始减少。

接着,在时刻 $t_{11}$ ,栅极电压 $V_g$ 达到阈值电压 $V_{th2}$ 时,从电压检测部32的分压电路32a输出的分压电压 $V_{div}$ 达到使电压判定部41的开关元件 $SW_1$ 变为导通状态的电压,开关元件 $SW_1$ 变为导通状态。因此,从电压判定部41输出的电压判定信号 $V_{dic}$ 为低电平。

从而,电压电平调整部42的逻辑与电路42a的逻辑与信号 $V_{log}$ 如图2(h)所示地反转为低电平。因此,开关元件 $SW_2$ 处于截止状态,第2电流检测用电阻42b的电阻值从低电阻值恢复到通常值,电流检测电压 $V_s$ 的电压电平恢复到通常状态。

[0051] 在该时刻 $t_{11}$ ,电压电平变高的电流检测电压 $V_s$ 低于基准电压 $V_{ref1}$ ,因此,过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 不会变为高电平,定时器电路44也不会被置位。

之后,在时刻 $t_{12}$ ,栅极电压 $V_g$ 达到等于驱动电压 $V_{drv}$ 的饱和状态时,栅极电流 $I_g$ 也变为零。因此,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端的电位差变为零,因此,电流检测部31的电流检测用比较器31a的电流检测信号 $V_{ton}$ 如图2(f)所示为低电平。

[0052] 在栅极电压 $V_g$ 达到饱和状态之后,不会流过栅极电流 $I_g$ ,因此不会误判为过渡状态而使电流检测电压 $V_s$ 的电压电平下降。因此,当实际发生了过电流状态或短路时,由于电流检测电压 $V_s$ 的电压电平较高,因此,过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 为高电平,定时器电路44开始计时。因此,若过电流状态持续了定时器电路44的设定时间以上,则从定时器电路44向驱动电路22输出高电平的过电流保护信号 $S_{doc}$ 。因此,驱动电路22从激活状态转至未激活状态,能够抑制或停止驱动电压 $V_{drv}$ 以避免过电流状态。

[0053] 然后,低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 从高电平变至低电平,从输入电路21输出的输入信号 $V_{in}$ 随之从高电平反转为低电平。

随之,驱动电路22进行截止动作,从输入信号 $V_{in}$ 延迟规定时间后,驱动电路22的驱动电压 $V_{drv}$ 从高电平反转为低电平(基准电位),栅极电压 $V_g$ 慢慢减少到基准电位。

与此同时,电压控制型半导体元件 $XD_2$ 的寄生电容通过第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 、驱动电路22放电,从而栅极电流 $I_g$ 负向增大。之后,栅极电流 $I_g$ 在栅极电压 $V_g$ 达到基准电位的时刻恢复为零。

[0054] 栅极电压 $V_g$ 降低至阈值电压 $V_{th2}$ 以下时,电压检测部32的分压电路32a的分压电压 $V_{div}$ 减少至开关元件 $SW_1$ 的阈值电压以下,电压判定部41的开关元件 $SW_1$ 变为截止状态。从而,电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 恢复为高电平。

此时,电流检测部31中,栅极电流 $I_g$ 变为相反方向的负方向,因此,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端产生的电位差与导通时相反,栅极电压 $V_g$ 高于驱动电压 $V_{drv}$ 。因此,电流检测用比较器31a的电流检测信号 $V_{ton}$ 维持低电平,逻辑与电路42a的逻辑与信号 $V_{log}$ 也维持低电平。

[0055] 由此,本实施方式中,电流检测部31检测出栅极电流 $I_g$ ,电压检测部32检测出栅极电压 $V_g$ 。并且,根据栅极电流 $I_g$ 检测出时刻 $t_5$ ~时刻 $t_{12}$ 的过渡状态推定期间 $T_r$ 的开始,在

栅极电压 $V_g$ 达到阈值电压 $V_{th2}$ 时检测出过渡状态推定期间 $T_r$ 的结束。该过渡状态推定期间 $T_r$ 内,利用电压电平调整部42,在电压控制型半导体元件XD2为导通状态的过渡状态下将电流检测电压 $V_s$ 的电压电平抑制得很低。

[0056] 在该过渡状态下,开关元件SW1截止状态下的电流检测电压 $V_s$ 的波形如图2(j)中虚线所示,有时会示出具有较高的峰值并且达到基准电压 $V_{ref1}$ 以上的期间持续定时器电路44所设定的计时期间 $T_m$ 以上的过渡响应。该过渡响应的原因是输入到电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g的栅极电压 $V_g$ 的变化率 $dV/dt$ 和电压控制型半导体元件XD2所具有的寄生电容的影响和模块的布线电感等,使得电流检测端子s中流过过渡电流。

[0057] 然而,实施方式1中,即使在电流检测电压 $V_s$ 如图2(j)中虚线所示地具有较高的峰值并且达到基准电压 $V_{ref1}$ 以上的期间为定时器电路44所设定的计时期间 $T_m$ 以上的情况下,通过降低电压电平,也能够仅在波峰时缩短基准电压 $V_{ref1}$ 以上的期间。因此,能够防止在电压控制型半导体元件XD2导通时的过渡状态下误检测出过电流状态。

[0058] 而且,由于根据是否流过栅极电流 $I_g$ 来检测过渡状态期间的开始,因此即使在低电平侧用驱动信号 $V_{Lin}$ 上叠加有雷涌、ESD浪涌、辐射电磁噪声等噪声的情况下,只要没有栅极电流 $I_g$ 流过,就不会检测出过渡状态。因此,能够防止因噪声影响造成的过电流状态的误检测。

上述实施方式1中,说明了电压判定部41由电阻 $R_{dic}$ 和开关元件SW1构成的情况。然而,电压判定部41并不限于上述结构,也可以如图3所示那样构成。

[0059] 即,作为电压判定部41,也可以采用将分压电路32a的分压电压 $V_{dic}$ 和基准电压 $V_{ref2}$ (第1阈值电压:相当于栅极电压 $V_g$ 达到例如12V时的分压电压)进行比较的电压判定用比较器51。

这种情况下,向电压判定用比较器51的反转端子输入分压电压 $V_{div}$ ,向非反转端子输入基准电压 $V_{ref2}$ 。从而,电压判定部比较器51在分压电压 $V_{div}$ 为基准电压 $V_{ref2}$ 以下时输出高电平的电压判定信号 $V_{dic}$ ,在分压电压 $V_{div}$ 超过基准电压 $V_{ref2}$ 时输出低电平的电压判定信号 $V_{dic}$ 至电压电平调整部42。

因此,利用电压判定用比较器51可以生成与上述实施方式1相同的电压判定信号 $V_{dic}$ 。

[0060] 接着,参照图4和图5对本发明的实施方式2进行说明。

实施方式2中,对电压电平调整部42进行了变更。

即,实施方式2中,如图4所示,在实施方式1中的电压电平调整部42中增设了RS锁存电路(触发器)61,并省略了电阻 $R_{ia}$ ,还将逻辑与电路42a变更成三输入的类型。其他结构与实施方式1的结构相同,对与图1的对应部分标注相同标号,并省略其详细说明。

[0061] 这里,向RS锁存电路61的置位端子S经由非电路62输入从输入电路21输出的输入信号 $V_{in}$ ,向其复位端子R经由非电路63输入电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 。RS锁存电路61的输出端子Q和电流检测部31的电流检测信号 $V_{ton}$ 和电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 一起输入至逻辑与电路42a的输入端子。

根据该实施方式2,从输入电路21输出的图5(b)所示的输入信号 $V_{in}$ 经非电路62反转后输入至RS锁存电路61的置位端子S。另外,从电压判定部41输出的图5(g)所示的电压判定信号 $V_{dic}$ 经由非电路63输入至RS锁存电路61的复位端子R。

[0062] 因此,RS锁存电路61在输入信号 $V_{in}$ 的下降沿被优先置位,并在电压判定信号 $V_{dic}$

的下降沿被复位。因此,从RS锁存电路61的输出端子Q输出的锁存输出Vlat如图5(h)所示,在输入信号Vin的下降沿时刻t21优先从低电平反转为高电平。

该RS锁存电路61的锁存输出Vlat输入至逻辑与电路42a,因此,逻辑与电路42a的逻辑与信号Vlog在时刻t11之后到时刻t21的期间内维持低电平,而与电流检测信号Vton和电压判定信号Vdic的状态无关。

[0063] 因此,时刻t11~t21的期间内,利用电压电平调整部42将电流检测电压Vs维持在高电压电平。

另外,电流检测部31利用电流检测用比较器31a检测出第1电流检测用电阻Rig的两端的电位差,并将其比较输出作为电流检测信号Vton。

驱动电路22的输出即驱动单元Vdrv为高电平时,从驱动电路22经由电压检测部32向基准电位恒定地流过电流,而实际上第1电流检测用电阻Rig的两端的电位差不完全为零。因此,根据电压的平衡而在栅极电压Vg和栅极电流Ig达到饱和的时刻,有时会无法检测出过渡期间的结束定时。

[0064] 由此,在利用电流检测用比较器31a无法检测出过渡期间的结束定时的情况下,如图5(f)的虚线所示,电流检测信号Vton在时刻t12即使栅极电流Ig恢复为零从而过渡期间结束也仍然持续高电平。

由此,当电流检测信号Vton在时刻t12之后仍持续高电平,则当栅极电压Vg达到饱和状态的时刻t12之后在输入信号Vin和栅极端子g上叠加有雷涌、ESD浪涌和辐射电磁噪声等低电平的区间较长的噪声时,电压判定部41的电压判定信号Vdic从低电平反转为高电平。

[0065] 因此,电压电平调整部42的逻辑与电路42a的逻辑与信号Vlog变为高电平,尽管不是过渡状态,但电流检测电压Vs被调整为低电平的状态持续,变成无法恰当地检测出过电流的状态。

然而,实施方式2中,设置了RS锁存电路61,该RS锁存电路61在输入信号Vin的下降沿被置位,在栅极电压Vg达到阈值电压Vth2时被复位。通过将该RS锁存电路61的锁存输出Vlat与电流检测信号Vton和电压判定信号Vdic一起输入至逻辑与电路42a,从而能够防止电压电平调整部42因噪声等进行误动作。

[0066] 根据实施方式2,电压电平调整部42的第2电流检测用电阻42b的电阻Ria被省略,从而由电阻Rib和开关元件SW2的并联电路构成。因此,当开关元件SW2处于截止状态时,因电阻Rib的高电阻值而产生电压降,当开关元件SW2处于导通状态时,电阻Rib被开关元件SW2旁通,但可以将该开关元件SW2的导通电阻积极地用作为低电阻值。

[0067] 上述实施方式2中,也说明了电压判定部41由电阻Rdic和开关元件SW1构成的情况。然而,电压判定部41并不限于上述结构,也可以如图6所示那样构成。即,作为电压判定部41,也可以采用将分压电路32a的分压电压Vdic和基准电压Vref2(相当于栅极电压Vg达到12V时的分压电压)进行比较的电压判定用比较器51。这种情况下,向电压判定用比较器51的反转端子输入分压电压Vdiv,向非反转端子输入基准电压Vref2。从而,电压判定部比较器51在分压电压Vdiv为基准电压Vref2以下时输出高电平的电压判定信号Vdic,在分压电压Vdiv超过基准电压Vref2时输出低电平的电压判定信号Vdic至电压电平调整部42。

因此,利用电压判定用比较器51可以生成与上述实施方式2相同的电压判定信号Vdic。

[0068] 另外,上述实施方式1和2中,说明了电压检测部32用分压电路32a构成,并对栅极

电压 $V_g$ 进行分压的情况,但并不限于此,也可以如图7所示地构成电流检测部31和电压检测部32。

即,电流检测部31的第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端与电流检测用比较器31a的非反转输入端子及反转输入端子之间分别连接有电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{u2}$ 。另外,电阻 $R_{u2}$ 和电流检测用比较器31a的反转输入端子之间的连接点与接地之间连接有构成分压电路32a的电阻 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ ,在电阻 $R_{u1}$ 与电流检测用比较器31a的非反转输入端子之间的连接点和接地之间连接有电阻 $R_{d2}$ 。于是,从构成分压电路32a的电阻 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 的连接点向电压判定部41输出分压电压 $V_{div}$ 。这里,电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 、 $R_{d2}$ 的电阻值优选采用大电阻值(数百千欧~数兆欧)的电阻元件,从而不会对第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 中流过的电流产生影响。该结构中,栅极电流电压检测部23和电流检测部31为相同的结构。

[0069] 该结构中,通过对经由第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端与电流检测用比较器31a的非反转输入端子及反转输入端子之间连接的电阻的分压比 $R_{d2}/(R_{u1}+R_{d2})$ 和电阻比 $(R_{d1a}+R_{d1b})/(R_{u2}+R_{d1a}+R_{d1b})$ 事先进行变更,即使是在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端的驱动电压 $V_{drv}$ 和栅极电压 $V_g$ 相等时( $V_{drv}=V_g$ ),也能够与电流检测用比较器31a的输入电压存在差异从而得到可靠的输出,因此能够实现电流检测用比较器31a的动作的稳定化。

[0070] 另外,上述实施方式1和2中,说明了第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 在电压控制型半导体元件XD2的栅极端子g侧的栅极电压 $V_g$ 被分压电路32a分压并将分压电压 $V_{div}$ 输出到电压判定部41的情况。然而,本发明并不限于此,也可以如图8和图9那样构成。

即,图8中,实施方式1和实施方式2中的电压检测部32的分压电路32a对第i1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的驱动电压 $V_{drv}$ 进行分压。

另一方面,图9中,对图7的电流检测部31和电压检测部32的结构进行了如下变更:利用电阻 $R_{u1}$ 和电阻 $R_{d2}$ 对驱动电压 $V_{drv}$ 进行分压并提供给电流检测用比较器31a的非反转输入端子,利用电阻 $R_{u2}$ 和分压电路32a对栅极电压 $V_g$ 进行分压并提供给电流检测用比较器31a的反转输入端子。

[0071] 该图8和图9的电压检测部32中,对驱动电压 $V_{drv}$ 进行分压并生成分压电压 $V_{div}$ ,以代替对栅极电压 $V_g$ 进行分压。其理由是,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的电阻值较小,与驱动电路22所具有的输出阻抗相比可以忽略,因此驱动电压 $V_{drv}$ 的电压波形为接近栅极电压 $V_g$ 的电压波形的波形。因此,可以检测驱动电压 $V_{drv}$ 的电压来代替栅极电压 $V_g$ ,并与阈值电压 $V_{th2}$ 进行比较以进行过渡状态的结束判定。

另外,上述实施方式1和2中,说明了低电平侧的控制电路CC2的电流检测电路和电流检测方法,但对于高电平侧的控制电路CC1也可以适用相同的电流检测电路和电流检测方法。

[0072] 图10表示变形例6所涉及的过电流检测部43和调整部52。本变形例所涉及的过电流检测部43和调整部52可以代替图1、图3、图4、图6和它们的变形例的过电流检测部43及电压电平调整部42来使用。

[0073] 过电流检测部43根据电流检测端子s中流过的检测电流 $I_s$ 超过了阈值的情况来检测出过电流。本变形例中,过电流检测部43基于电流检测端子s中流过的检测电流 $I_s$ 所对应的电流检测电压(检测电压) $V_s$ 与检测参考电压 $V_{sref1}$ 或 $V_{sref2}$ 的比较结果,检测出过电流。过电流检测部43具有过电流判定用比较器43a。过电流判定用比较器43a的非反转输入端子被输入从调整部52输出的电流检测电压 $V_s$ ,反转输入端子被输入从调整部52输出的检

测参考电压 $V_{sref1}$ 或 $V_{sref2}$ 。过电流判定用比较器43a根据电流检测电压 $V_s$ 超过检测参考电压的情况检测出过电流,并输出高电平的过电流检测信号 $V_{doc}$ 。

[0074] 调整部52基于电流检测部31的检测结果来调整过电流阈值。这里,图1、图3、图4和图6等的电压电平调整部42中,通过调整电流检测电压 $V_s$ 的电压电平来调整过电流阈值,而本变形例的调整部52基于电流检测部31的检测结果,通过调整检测参考电压来调整过电流阈值。

[0075] 调整部52具有检测电阻 $R_s$ 、齐纳二极管ZD1、逻辑与电路42a、电压源 $V_{sref1}$ 、电压源 $V_{sref2}$ 和开关53a~b。检测电阻 $R_s$ 连接在半导体元件XD2的检测端子s与基准电位(控制电路CC2的接地电位)之间,在检测端子s侧产生与检测电流 $I_s$ 相应的检测电压 $V_s$ 。具体而言,调整部52产生将所流过的检测电流 $I_s$ 和检测电阻 $R_s$ 的电阻值相乘后得到的大小的检测电压 $V_s$ 。

[0076] 齐纳二极管ZD1连接在半导体元件XD2的检测端子s与基准电位之间,其阴极为检测端子s侧,阳极为基准电位侧。齐纳二极管ZD1与图1等中的齐纳二极管ZD同样地限制检测电压 $V_s$ 的大小,由此保护过电流检测部43从而不会对过电流检测部43施加过电压。

[0077] 逻辑与电路42a与图1等的逻辑与电路42a同样地取电流检测部31的电流检测信号 $V_{ton}$ 和电压判定部41的电压判定信号 $V_{dic}$ 的逻辑与,输出逻辑与信号 $V_{log}$ 。这里,电流检测信号 $V_{ton}$ 在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子g侧的电压后得到的电位差超过第1阈值的情况下变为高电平,在第1阈值以下的情况下变为低电平。电压判定信号 $V_{dic}$ 在栅极电压 $V_g$ 超过阈值电压 $V_{th2}$ 的情况下变为低电平,在栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下的情况下变为高电平。因此,逻辑与电路42a输出逻辑与信号 $V_{log}$ ,该逻辑与信号 $V_{log}$ 在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子g侧的电压后得到的电位差超过第1阈值且栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下的情况下为高电平,在除此以外的情况下为低电平。该逻辑与信号 $V_{log}$ 在驱动电路22根据驱动电压 $V_{drv}$ 上升而从驱动电路22侧向栅极端子g侧流过电流时为高电平,在栅极电压 $V_g$ 超过表示高电压的阈值电压 $V_{th2}$ 时为低电平。因此,逻辑与信号 $V_{log}$ 在被视作为半导体元件XD2的导通中的过渡期间的期间内为高电平。本变形例的调整部52不仅只使用电流检测信号 $V_{ton}$ ,而且利用电流检测信号 $V_{ton}$ 和电压判定电路 $V_{dic}$ 的逻辑与信号 $V_{log}$ 并进一步基于电压判定部41的判定结果来调整检测参考电压,从而能够调整过电流阈值。

[0078] 电压源 $V_{sref1}$ 产生第1检测参考电压 $V_{sref1}$ 。电压源 $V_{sref2}$ 产生第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 。这里,第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 被设定为大于第1检测参考电压 $V_{sref1}$ 的值。

[0079] 开关53a和开关53b例如是传输门,根据逻辑与信号 $V_{log}$ 将两端子之间电连接或切断。开关53a在过电流判定用比较器43a的反转输入端子与电压源 $V_{sref1}$ 之间与电压源 $V_{sref1}$ 串联连接。开关53a在逻辑与信号 $V_{log}$ 为高电平的情况下将两端子之间电连接,将来自电压源 $V_{sref1}$ 的第1检测参考电压 $V_{sref1}$ 提供给过电流判定用比较器43a的反转输入端子。

[0080] 开关53b在过电流判定用比较器43a的反转输入端子与电压源 $V_{sref2}$ 之间与电压源 $V_{sref2}$ 串联连接。开关53b在逻辑与信号 $V_{log}$ 为低电平的情况下将两端子之间电连接,将来自电压源 $V_{sref2}$ 的第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 提供给过电流判定用比较器43a的反转输入端子。



[0081] 根据以上所示的调整部52,基于电流检测部31的检测结果和电压判定部41的判定结果,在半导体元件XD2的导通中的过渡期间内,能够增大检测参考电压。从而,调整部52在半导体元件XD2的导通中的过渡期间内,能够使用于判定过电流的过电流阈值比通常期间要大。

[0082] 图11表示变形例6的动作所涉及的信号波形。图11所示的信号波形与图2所示的信号波形的不同点在于导通中的过渡期间内通过变更检测参考电压来检测过电流,因此下面以不同点为中心进行说明,并省略其它的说明。

[0083] 在时刻 $t_1 \sim t_6$ 期间,栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下,电压判定信号 $V_{dic}$ 为高电平,但无法检测出栅极电流 $I_g$ 的上升沿,从第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差为第1阈值以下,因此电流检测信号 $V_{ton}$ 为低电平。因而,在时刻 $t_1 \sim t_6$ 期间,逻辑与信号 $V_{log}$ 为低电平。因此,开关53a处于切断状态,开关53b处于连接状态。结果是向过电流判定用比较器43a的反转输入端子提供第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 。

[0084] 在时刻 $t_6$ ,检测出栅极电流 $I_g$ 在时刻 $t_5$ 之后的上升沿,从第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差超过第1阈值时,电流检测信号 $v_{ton}$ 变为高电平。逻辑与信号 $V_{log}$ 随之变为高电平。因此,开关53a处于连接状态,开关53b处于切断状态。其结果是,向过电流判定用比较器43a的反转输入端子输入的检测参考电压从第2检测参考电压 $v_{sref2}$ 变为更大的第1检测参考电压 $V_{sref1}$ 。

[0085] 在时刻 $t_{11}$ ,栅极电压 $V_g$ 超过阈值电压 $V_{th2}$ 时,电压判定信号 $V_{dic}$ 变为低电平,逻辑与信号 $V_{log}$ 随之变为低电平。因此,开关53a处于切断状态,开关53b处于连接状态。其结果是,向过电流判定用比较器43a的反转输入端子输入的检测参考电压从第1检测参考电压 $v_{sref1}$ 变为第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 。

[0086] 由此,调整部52以从第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差超过第1阈值(电流检测信号 $V_{ton}$ 为高电平)且电流检测部32的检测电压(本例中为栅极电压 $V_g$ )在控制参考电压以下(电压判定信号 $V_{dic}$ 为高电平)为条件,能够增大检测参考电压。从而,调整部52在半导体元件XD2的导通中的过渡期间内,使对应于因过渡检测现象引起的电流 $I_s$ 上升而检测出过电流的过电流阈值增大,能够防止过电流的误检测。

[0087] 另外,若在过渡期间内对检测电压 $V_s$ 的电压电平进行分压使其减小从而增大过电流阈值,则有可能更容易受到噪声的影响。与此相对地,本变形例的过电流检测部43和调整部52变更与检测电压 $V_s$ 进行比较的检测参考电压以代替缩小检测电压 $V_s$ 的电压电平,因此能够降低噪声的影响,更高精度地检测出过电流。

[0088] 图12表示变形例7所涉及的调整部52和过电流检测部43。本变形例的过电流检测部43和调整部52是图10所示的过电流检测部43和调整部52的变形例,因此以下除不同点之外都省略说明。

[0089] 过电流检测部43可以与图10的过电流检测部43相同。调整部52在提供给过电流判定用比较器43a的检测参考电压的产生方法上不同于图10所示的调整部52。本变形例中,调整部52基于电流检测部31的检测结果和电压判定部41的判定结果,通过改变连接在直流电源 $V_{cc}$ 与接地之间的电阻分压电路的分压比,从而变更检测参考电压。

[0090] 调整部52具有检测电阻 $R_s$ 、齐纳二极管ZD1、多个电阻 $R_{sref1} \sim 3$ 、逻辑与非电路42c、开关元件SW3。检测电阻 $R_s$ 和齐纳二极管ZD1与图10的检测电阻 $R_s$ 和齐纳二极管ZD1相同。

[0091] 多个电阻 $R_{sref1} \sim 3$ 在直流电源 $V_{cc}$ 和接地之间按照电阻 $R_{sref3}$ 、 $R_{sref1}$ 、 $R_{sref2}$ 的顺序串联连接。过电流判定用比较器43a的反转输入端子与电阻 $R_{sref3}$ 和电阻 $R_{sref1}$ 之间的布线相连接。

[0092] 逻辑与非电路42c输出电流检测信号 $V_{ton}$ 和电压判定信号 $V_{dic}$ 的逻辑与非(NAND)即图10中的逻辑与信号 $V_{log}$ 的反转信号。因此,逻辑与非电路42c输出的信号在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差超过第1阈值且栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下的情况下为低电平,在除此以外的情况下为高电平。

[0093] 开关元件SW3的2个主端子连接至电阻 $R_{sref1}$ 的两端,控制端子连接至逻辑与非电路42c的输出。开关元件SW3在逻辑与非电路42c输出的信号为低电平的情况下变为切断状态。这种情况下,电阻 $R_{sref1} \sim 3$ 进行分压,利用这3个电阻 $R_{sref1} \sim 3$ 对直流电源 $V_{cc}$ 进行分压。其结果是,调整部52将直流电源 $V_{cc}$ 分压为 $(R_{sref1} + R_{sref2}) / (R_{sref1} + R_{sref2} + R_{sref3})$ 并提供给过电流判定用比较器43a的反转输入端子。该分压电压可以与第1检测参考电压 $V_{sref1}$ 相当。

[0094] 另外,开关元件SW3在逻辑与非电路42c输出的信号为高电平的情况下变为连接状态。这种情况下,电阻 $R_{sref1}$ 的两端通过开关元件SW3电连接,电阻 $R_{sref1}$ 被旁通。这种情况下,电阻 $R_{sref2}$ 和电阻 $R_{sref3}$ 将直流电源 $V_{cc}$ 分压为 $R_{sref2} / (R_{sref1} + R_{sref2} + R_{sref3})$ 并提供给过电流判定用比较器43a的反转输入端子。该分压电压可以与第2检测参考电压 $V_{sref2}$ 相当。

[0095] 从而,调整部52能够在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差超过第1阈值且栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下的导通中的过渡期间内,将 $V_{cc} \times (R_{sref1} + R_{sref2}) / (R_{sref1} + R_{sref2} + R_{sref3})$ 作为第1参考电压提供给过电流检测部43,在除此以外的情况下,将 $V_{cc} \times (R_{sref2}) / (R_{sref1} + R_{sref2} + R_{sref3})$ 作为第2参考电压提供给过电流检测部43。

[0096] 图13表示变形例8所涉及的电流检测部31。本变形例的电流检测部31可以代替图1、图3、图4、图6和它们的变形例的电流检测部31,也可以与图10或图12所示的过电流检测部43及调整部52一并使用。

[0097] 本变形例中的电流检测部31输出电流检测信号 $V_{ton}$ ,从而电压电平调整部42或调整部52能够使半导体元件XD2的导通中及截止中的过渡期间内的过电流阈值大于过渡期间以外的期间内的过电流阈值。电流检测部31具有第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 、电流检测用比较器31a~b、开关33a~b。

[0098] 第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 与图1等所示的第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 相同。电流检测用比较器31a是第1比较器的一个示例,与图1等所示的电流检测用比较器31a相同。电流检测用比较器31a的非反转输入端子连接至第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧,反转输入端子连接至第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧。而且,电流检测用比较器31a根据驱动电压 $V_{drv}$ 为了使半导体元件XD2导通而从低电平变为高电平的情况,检测出从驱动电路22侧流向栅极端子 $g$ 侧的栅极电流 $I_g$ 。更具体而言,电流检测用比较器31a判定第1电流检测用

电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子 $g$ 侧的电压后得到的电位差是否大于第1阈值(例如0或正电压)。而且,输出电流检测信号,该电流检测信号在该电位差大于第1阈值的情况下为高电平,在该电位差为第1阈值以下的情况下为低电平。这里,电流检测用比较器31a可以具有迟滞,也可以根据该电位差变为小于第1阈值的阈值(0或正值)以下的情况,使电流检测信号从高电平变为低电平。

[0099] 电流检测用比较器31b是第2比较器的一例,其反转输入端子连接至第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧,非反转输入端子连接至第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧。而且,电流检测用比较器31b根据驱动电压 $V_{drv}$ 为了使半导体元件XD2截止而从高电平变为低电平的情况,检测出从栅极端子 $g$ 侧流向驱动电路22侧的栅极电流 $I_g$ 。更具体而言,电流检测用比较器31b判定第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧的电压减去驱动电路22侧的电压后得到的电位差是否大于第2阈值(例如0或正电压)。而且,输出电流检测信号,该电流检测信号在该电位差大于第2阈值的情况下为高电平,在该电位差为第2阈值以下的情况下为低电平。这里,电流检测用比较器31b可以具有迟滞,也可以根据该电位差变为小于第2阈值的阈值(0或正值)以下的情况,使电流检测信号从高电平变为低电平。电流检测用比较器31b可以具有与电流检测用比较器31a相同的特性,第1阈值和第2阈值可以实质上相同。

[0100] 开关33a~b一同根据用于控制半导体元件XD2的控制信号,起到选择电流检测用比较器31a和电流检测用比较器31b中的任一个的输出作为电流检测部31的检测结果进行输出的选择器的功能。这里,用于控制半导体元件XD2的控制信号是用于控制半导体元件XD2的栅极电压 $V_g$ 的信号,在本变形例中是输入到控制电路CC2的驱动信号 $V_{Lin}$ 。该控制信号也可以是对驱动电路22的输入信号 $V_{in}$ 或驱动电路22输出的驱动信号 $V_{drv}$ 等来进行代替。

[0101] 起到选择器的功能的开关33a~b在控制信号表示要导通半导体元件XD2的情况下,即例如驱动信号 $V_{Lin}$ 为高电平的情况下,开关33a变为连接状态,开关33b变为切断状态,将电流检测用比较器31a的输出作为电流检测部31的检测结果并输出。另一方面,开关33a~b在控制信号表示要截止半导体元件的情况下,即驱动信号 $V_{Lin}$ 为低电平的情况下,开关33a变为切断状态,开关33b变为连接状态,将电流检测用比较器31b的输出作为电流检测部31的检测结果并输出。从而,电流检测部31在驱动信号 $V_{Lin}$ 为高电平的情况下检测是否有从驱动电路22流向栅极端子 $g$ 的栅极电流 $I_g$ ,在驱动信号 $V_{Lin}$ 为低电平的情况下检测是否有从栅极端子 $g$ 流向驱动电路22的栅极电流 $I_g$ 。然后,电流检测部31在半导体元件XD2的导通期间和截止期间内均根据检测出与该期间相应的栅极电流 $I_g$ 的情况,使电流检测信号 $V_{ton}$ 为高电平。对此,电压电平调整部42以第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 减去栅极端子 $g$ 侧的电压 $V_g$ 后得到的电位差大于第1阈值、或者第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧的电压减去驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 后得到的电位差大于第2阈值,以及来自电压检测部32的检测电压为控制参考电压以下这两个条件均满足为条件,能够增大过电流阈值。

[0102] 图14表示变形例8的动作所涉及的信号波形。本信号波形在涉及半导体元件XD2的导通动作时与图2所示的信号波形相同,因此以下除不同点之外省略说明。

[0103] 在时刻 $t_3$ ,驱动信号 $V_{Lin}$ 达到阈值电压 $V_{th1}$ 时,开关33a变为连接状态,开关33b变

为切断状态。因此,电流检测部31将电流检测用比较器31a的输出作为电流检测信号 $V_{ton}$ 并输出。电流检测用比较器31a的动作与图1所示的电流检测用比较器31a相同,因此以下半导体元件XD2导通动作时的动作波形也与图2的动作波形相同。

[0104] 半导体元件XD2的截止动作如下所述。在时刻 $t_{32}$ ,驱动信号 $V_{Lin}$ 开始下降,在时刻 $t_{33}$ 达到阈值电压 $V_{th1}$ 时,开关33a变为切断状态,开关33b变为连接状态。从而,在半导体元件XD2的导通动作时,电流检测部31将电流检测用比较器31b的输出作为电流检测信号 $V_{ton}$ 进行输出。

[0105] 从时刻 $t_{33}$ 到经过输入电路21的延迟时间后的时刻 $t_{34}$ ,输入电路21将输入信号 $V_{in}$ 从高电平反转为低电平。驱动电路22随之在时刻 $t_{35}$ 将驱动电压 $V_{drv}$ 变为低电平。从而,栅极电压 $V_g$ 开始减少,并且栅极电流 $I_g$ 开始从栅极端子g流向驱动电路22,半导体元件XD2的栅极-发射极间电容开始放电。此时,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 中流过栅极电流 $I_g$ ,从而该第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端产生电位差。在时刻 $t_{36}$ ,若第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端的电位差大于第2阈值,则电流检测部31的电流检测用比较器31b将电流检测信号 $V_{ton}$ 从低电平反转为高电平。

[0106] 对此,在时刻 $t_{35}$ ,驱动电压 $V_{drv}$ 变为低电平,随之,从栅极端子g侧流向驱动电路22侧的栅极电流 $I_g$ 增加,在时刻 $t_{38}$ 达到峰值。从栅极端子g侧流向驱动电路22侧的栅极电流的大小以负数形式示于图中。本变形例中,有可能在后述的时刻 $t_{36}'$ 将电流检测电压 $V_s$ 限制为实线所示的电压电平之前,就迎来栅极电流 $I_g$ 达到峰值的时刻 $t_{38}$ 。

[0107] 在时刻 $t_{37}$ ,电流检测电压 $V_s$ 超过基准电压 $V_{ref1}$ 时,过电流检测部43输出在电流检测电压 $V_s$ 超过基准电压 $v_{ref1}$ 的期间内成为高电平的过电流检测信号 $V_{doc}$ 。从而,定时器电路44被置位从而开始计时。

[0108] 在时刻 $t_{36}'$ ,栅极电压 $V_g$ 为阈值电压 $V_{th2}$ 以下时,从电压检测部32的分压电路32a输出的分压电压 $V_{div}$ 下降至使电压判定部41的开关元件SW1变为截止状态的电压,开关元件SW1变为截止状态。因此,电压判定部41使电压判定信号 $V_{dic}$ 从低电平变为高电平。对此,电压电平调整部42的逻辑与电路42a使逻辑与信号 $V_{log}$ 从低电平反转为高电平。由此,开关元件SW2变为导通状态,第2电流检测用电阻42b的电阻 $R_{ib}$ 被开关元件SW2旁通。其结果是,第2电流检测用电阻42b的电阻值下降,第2电流检测用电阻42b上的电压降减少,从而电流检测电压 $V_s$ 的电压电平下降。因而,逻辑与信号 $V_{log}$ 变为高电平的时刻 $t_{36}'$ 之后,电流检测电压 $V_s$ 如图14(j)所示地被限制为比虚线所示的实际电压要小的实线所示的电压电平。

[0109] 在时刻 $t_{39}$ ,栅极电压 $V_g$ 降低至导通电压 $V_{on}$ 时,电压控制型半导体元件XD2的集电极-栅极间的电容开始放电,在米勒效应下,栅极电压 $V_g$ 维持固定值。栅极电流 $I_g$ 减少后变成固定电流值,从电流检测端子s输出的电流也减少后变成固定电流值,电流检测电压 $V_s$ 也减少至低于基准电压 $V_{ref1}$ 的固定电压。

[0110] 电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以下时,过电流检测部43的过电流判定用比较器43a使过电流检测信号 $V_{doc}$ 恢复为低电平。电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以上的期间在定时器电路44所设定的计时期间 $T_m$ 以下,因此,定时器电路44使过电流保护信号 $S_{doc}$ 维持低电平,驱动电路22维持激活状态。时刻 $t_{40}$ 表示从时刻 $t_{37}$ 经过了计时期间 $T_m$ 后的时刻。虚线表示开关元件SW2截止时的电流检测电压 $V_s$ 。如果电流检测电压 $V_s$ 为基准电压 $V_{ref1}$ 以上的状态持续到虚线所示的时刻 $t_{40}$ ,则在时刻 $t_{40}$ ,定时器电路44使过电流保护信号 $S_{doc}$

变为高电平。

[0111] 之后,米勒期间结束,栅极电压 $V_g$ 再次开始减少,从栅极端子 $g$ 侧流向驱动电路22侧的栅极电流 $I_g$ 也减少。在时刻 $t_{41}$ ,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧的电压减去驱动电路22侧的电压后得到的电位差在第2阈值以下时,电流检测用比较器31b使电流检测信号 $V_{ton}$ 变为低电平。从而,逻辑与信号 $V_{log}$ 从高电平变为低电平,开关元件 $SW_2$ 变为截止状态。其结果是,第2电流检测用电阻42b的电阻值恢复原值,电流检测电压 $V_s$ 的电压电平恢复到虚线所示的通常状态。在时刻 $t_{41}$ ,电压电平恢复到通常状态的电流检测电压 $V_s$ 低于基准电压 $V_{ref1}$ ,因此,过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 不会变为高电平,定时器电路44也不会被置位。

[0112] 在栅极电压 $V_g$ 达到低电平的饱和状态之后,不会流过栅极电流 $I_g$ ,因此不会误判为过渡状态而使电流检测电压 $V_s$ 的电压电平下降。因此,当半导体元件 $XD_2$ 处于截止状态的期间内实际发生了过电流状态或短路时,由于电流检测电压 $V_s$ 的电压电平较高,因此,过电流判定用比较器43a的过电流检测信号 $V_{doc}$ 为高电平,定时器电路44开始计时。因此,若过电流状态持续了定时器电路44的设定时间以上,则定时器电路44向驱动电路22输出高电平的过电流保护信号 $S_{doc}$ 。因此,驱动电路22从激活状态转至未激活状态,能够抑制或停止驱动电压 $V_{drv}$ 以避免过电流状态。

[0113] 根据本变形例,控制电路 $CC_2$ 不仅在导通中的过渡期间内,在截止中的过渡期间内也能够使用于检测过电流的过电流阈值比通常的期间要大。从而,控制电路 $CC_2$ 在截止中的过渡期间内也能降低因过渡检测现象而导致过电流或短路的误检测的可能性,同时还能检测出通常期间内的过电流和短路。

[0114] 图15表示变形例9所涉及的电流检测部31和电压检测部32。本变形例的电流检测部31和电压检测部32可以代替图1、图3、图4、图6和它们的变形例的电流检测部31和电压检测部32,也可以与图10或图12所示的过电流检测部43及调整部52一并使用。本变形例的电流检测部31是图13所示的电流检测部31的变形例,因此以下除不同点外省略说明。

[0115] 本变形例的电流检测部31采用对驱动电压 $V_{drv}$ 和栅极电压 $V_g$ 进行分压并提供给电流检测用比较器31a、31b的结构。本变形例的电流检测部31在对驱动电压 $V_{drv}$ 和栅极电压 $V_g$ 进行分压这一点上采用与图7所示的电流检测部31相同的结构。电流检测部31具有第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 、由电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{u2}$ 构成的分压电路、由电阻 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 构成的分压电路、电流检测用比较器31a~b、开关33a~b。

[0116] 第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 与图1等所示的第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 相同。电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的端子与接地之间按照该顺序串联连接。由电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 构成的分压电路是第1分压电路的一个示例,对第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压进行分压并提供给电流检测用比较器31a、31b。驱动电压 $V_{drv}$ 被该分压电路分压成 $R_{d2}/(R_{u1}+R_{d2})$ 倍。

[0117] 电阻 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子 $g$ 侧的端子与接地之间按照该顺序串联连接。由电阻 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 构成的分压电路是第2分压电路的一个示例,对第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子22侧的电压进行分压并提供给电流检测用比较器31a、31b。栅极电压 $V_g$ 被该分压电路分压成 $(R_{d1a}+R_{d1b})/(R_{u2}+R_{d1a}+R_{d1b})$ 倍。

[0118] 这里,电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 、 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}+R_{d1b}$ 具有比第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 要大的电阻值,

用于减小对第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 中流过的电流的大小产生的影响。例如,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 可以是 $100\ \Omega \sim 10k\ \Omega$ ,在此情况下,电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 、 $R_{u2}$ 和 $R_{d1a}+R_{d1b}$ 可以使数百 $k\ \Omega \sim$ 数 $M\ \Omega$ 。

[0119] 经由第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端与电流检测用比较器31a的非反转输入端子及反转输入端子之间连接的电阻的分压比 $R_{d2}/(R_{u1}+R_{d2})$ 和 $(R_{d1a}+R_{d1b})/(R_{u2}+R_{d1a}+R_{d1b})$ 可以是实质上相同,也可以不同。通过事先变更这些分压比,即使在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的两端的驱动电压 $V_{drv}$ 和栅极电压 $V_g$ 相等时( $V_{drv}=V_g$ ),也能够与电流检测用比较器31a或电流检测用比较器31b的输入电压存在差异从而得到可靠的输出。其中,通过在分压比上设置差异,增大电流检测用比较器31a用于判定从第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子g侧的电压后得到的电位差的第1阈值时,电流检测用比较器31b用于判定从第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧的电压减去驱动电路22侧的电压后得到的电位差的第2阈值变小。因此,为了使电流检测用比较器31a能够检测出从驱动电路22向栅极端子g流过电流,且电流检测用比较器31b能够检测出从栅极端子g向驱动电路22流过电流,也可以在第1阈值和第2阈值均为正值的范围内调整分压比。

[0120] 电流检测用比较器31a的非反转输入端子和电流检测用比较器31b的反转输入端子连接至电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 的连接点。电流检测用比较器31a的反转输入端子和电流检测用比较器31b的非反转输入端子连接至电阻 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 的连接点。电流检测用比较器31a、31b通过对第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 所对应的分压电压、与第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧的电压 $V_g$ 所对应的分压电压进行比较,进行与图13所示的电流检测用比较器31a、31b相同的动作。开关33a~b的结构和动作与图13的开关33a~b的结构和动作相同。

[0121] 本变形例中,与图7所示的结构相同,电阻 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 构成的分压电路也起到电压检测部32的功能。本变形例中,电阻 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 串联连接而构成的分压电路32a连接在电阻 $R_{u2}$ 与接地之间,对提供给电流检测用比较器31a的反转输入端子和电流检测用比较器31b的非反转输入端子的电压进行进一步分压,并作为电压检测信号 $V_{div}$ 输出。

[0122] 具有电流检测用比较器31a~b和开关33a~b的结构也可以采用图8或图9所示的电阻的配置。原则上,电压检测部32也可以采用检测栅极端子g侧的电压的结构。然而,第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 和其它电阻 $R_{u1}$ 、 $R_{d2}$ 、 $R_{u2}$ 、 $R_{d1a}$ 、 $R_{d1b}$ 设置在集成电路以外的情况下,在电路配置上,将栅极端子g的电压分压所得的电压检测信号 $V_{div}$ 输入到集成电路所用的布线会变长,布线阻抗的影响有时会导致电压检测信号 $V_{div}$ 发生很大的延迟。这种情况下,可以将电压检测部32设置在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧,通过对驱动电压 $V_{drv}$ 进行分压来得到电压检测信号 $V_{div}$ 来减小延迟的影响。

[0123] 图16表示变形例10所涉及的电流检测部31、电压检测部32、电压判定部41和电压电平调整部42的局部。使用图13~图15所示的电流检测部31的情况下,图1等所示的电压电平调整部42在半导体元件XD2导通时从驱动电路22侧开始向栅极端子g流过栅极电流 $I_g$ 的情况而检测到过渡期间的开始,并根据栅极电压 $V_g$ 达到例如从高电平的额定电压(通常期间内的高电平的电压,例如15V)减去了一定程度的预留量而确定的阈值电压 $V_{th2}$ 的情况而检测到过渡期间的结束。另一方面,图1等所示的电压电平调整部42在半导体元件XD2截止时,根据栅极电压 $V_g$ 达到阈值电压 $V_{th2}$ 以下的情况而检测出过渡期间的开始,并根据从栅

极端子g流向驱动电路22的栅极电流 $I_g$  (基本) 停止的情况而检测出过渡期间的结束。

[0124] 对此,本变形例采用以下结构:即,在半导体元件XD2截止时也与导通时同样地根据栅极电流 $I_g$ 开始流动的情况而检测出过渡期间的开始,并根据栅极电压 $V_g$ 变为例如在低电平的额定电压(通常期间的低电平的电压,例如0V)上加上了一定程度的预留量而确定的阈值电压(例如3V)以下的情况而检测出过渡期间的结束。

[0125] 本变形例中,电流检测部31具有第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 、电流检测用比较器31a、31b。第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 和电流检测用比较器31a、31b采用与图13所示相同的功能和结构,因此以下除不同点外省略说明。

[0126] 本图中,电流检测用比较器31a在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压减去栅极端子g侧的电压后得到的电位差大于第1阈值的情况下,输出高电平的电流检测信号 $V_{t1}$ 。电流检测用比较器31b在第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧的电压减去驱动电路22侧的电压后得到的电位差大于第2阈值的情况下,输出高电平的电流检测信号 $V_{t2}$ 。

[0127] 电压检测部32具有在栅极端子g与接地之间依次串联连接的分压电阻 $R_{d1a1}$ 、 $R_{d1a2}$ 、 $R_{d1b}$ 。分压电阻 $R_{d1a1}$ 和分压电阻 $R_{d1a2}$ 的电阻值之和可以与图1等所示的第1分压电阻 $R_{d1a}$ 相同。分压电阻 $R_{d1b}$ 可以与图1等所示的第2分压电阻 $R_{d1b}$ 相同。电压检测部32将分压电阻 $R_{d1a2}$ 、 $R_{d1b}$ 之间的连接点的分压电压 $V_{div1}$ 、分压电阻 $R_{d1a1}$ 和 $R_{d1a2}$ 之间的连接点的分压电压 $V_{div2}$ 输出到电压判定部41。这里,分压电压 $V_{div1} = V_g \times R_{d1b} / (R_{d1a1} + R_{d1a2} + R_{d1b})$ 、分压电压 $V_{div2} = V_g \times (R_{d1a2} + R_{d1b}) / (R_{d1a1} + R_{d1a2} + R_{d1b})$ ,因此,对于同一栅极电压 $V_g$ ,分压电压 $V_{div2}$ 要高于分压电压 $V_{div1}$ 。

[0128] 电压判定部41具有电阻 $R_{dic1}$ 和开关元件SW11、电阻 $R_{dic2}$ 和开关元件SW12。电阻 $R_{dic1}$ 和开关元件SW11具有与图1所示的电阻 $R_{dic}$ 和SW1相同的功能和结构。这里,开关元件SW11的栅极端子接受来自电压检测部32的分压电压 $V_{div1}$ 。电阻 $R_{dic1}$ 和开关元件SW11在栅极电压 $V_g$ 为预先设定的阈值电压 $V_{th2}$  (例如12V) 以下的情况下,从电阻 $R_{dic1}$ 和开关元件SW11之间的连接点输出高电平的电压判定信号 $V_{dic1}$ ,在栅极电压 $V_g$ 超过阈值电压 $V_{th2}$ 的情况下,从该连接点输出低电平的电压判定信号 $V_{dic1}$ 。即,电压判定信号 $V_{dic1}$ 表示栅极电压 $V_g$ 是否达到了高电平的额定电压(例如15V)。这里,阈值电压 $V_{th2}$ 也示作为与高电平相应的控制参考电压。

[0129] 电阻 $R_{dic2}$ 和开关元件SW12具有与图1所示的电阻 $R_{dic}$ 和SW1相同的功能和结构。这里,开关元件SW12的栅极端子接受来自电压检测部32的分压电压 $V_{div2}$ 。电阻 $R_{dic2}$ 和开关元件SW12在栅极电压 $V_g$ 为预先设定的阈值电压 $V_{th3}$  (例如3V) 以下的情况下,从电阻 $R_{dic2}$ 和开关元件SW12之间的连接点输出高电平的电压判定信号 $V_{dic2}$ ,在栅极电压 $V_g$ 超过阈值电压 $V_{th3}$ 的情况下,从该连接点输出低电平的电压判定信号。即,电压判定信号 $V_{dic2}$ 表示栅极电压 $V_g$ 是否几乎达到了低电平的额定电压(例如0V)。这里,阈值电压 $V_{th2}$ 也示作为与低电平相应的控制参考电压。

[0130] 图16中示出了电压电平调整部42的局部。电压电平调整部42中的逻辑与信号 $V_{log}$ 生成部分以外的结构与图1等所示的电压电平调整部42相同,因此省略其图示和说明。

[0131] 逻辑与电路42d被输入从电流检测部31的电流检测用比较器31a输出的电流检测信号 $V_{t1}$ 、从电压判定部41输出的电压判定信号 $V_{dic1}$ ,在电流检测信号 $V_{t1}$ 和电压判定信号 $V_{dic1}$ 均为高电平的情况下,输出高电平的逻辑与信号 $V_{log1}$ 。即,逻辑与电路42d输出逻辑

与信号Vlog1,该逻辑与信号Vlog1以第1电流检测用电阻Rig的驱动电路22侧的驱动电压Vdrv减去栅极端子g侧的栅极电压Vg后得到的电位差大于第1阈值,且电压检测部32的检测电压即栅极电压Vg为与高电平相应的控制参考电压Vth2以下这两个条件均满足作为条件而变成高电平,在除此以外的情况下为低电平。这样的逻辑与信号Vlog1表示半导体元件XD2的导通中的过渡期间。逻辑与电路42d的动作与图1所示的逻辑与电路42a相同。

[0132] 逻辑否定电路INV1取电压判定信号Vdic2的逻辑非(即逻辑值反转),输出电压判定信号Vdic2的非值即电压判定信号!Vdic2。逻辑与电路42e被输入从电流检测部31的电流检测用比较器31b输出的电流检测信号Vt2、从电压判定部41输出的电压判定信号Vdic2的非值即电压判定信号!Vdic2,在电流检测信号Vt2和电压判定信号!Vdic2均为高电平的情况下,输出高电平的逻辑与信号Vlog2。即,逻辑与电路42e输出逻辑与信号Vlog2,该逻辑与信号Vlog2以第1电流检测用电阻Rig的栅极端子g侧的栅极电压Vg减去驱动电路22侧的确定电压Vdrv后得到的电位差大于第2阈值,且电压检测部32的检测电压即栅极电压Vg为与低电平相应的控制参考电压Vth3以上这两个条件均满足作为条件而变成高电平,在除此以外的情况下为低电平。这样的逻辑与信号Vlog2表示半导体元件XD2的截止中的过渡期间。

[0133] 逻辑或电路42f对来自逻辑与电路42d的逻辑与信号Vlog1和来自逻辑与电路42e的逻辑与信号Vlog2取逻辑或,输出逻辑与信号Vlog。从而,逻辑或电路42f能够输出逻辑与信号Vlog,其在半导体元件XD2的导通中的过渡期间和截止中的过渡期间内变为高电平,在除此以外的期间(通常期间)变为低电平。

[0134] 电压电平调整部42的其它部分进行与图1所示相同的动作。从而,第2电流检测用电阻42b和开关元件SW2基于逻辑与信号Vlog,能够调整半导体元件XD2的导通中及截止中双方的过渡期间内的过电流阈值,使其大于过渡期间以外的期间内的过电流阈值。

[0135] 图17表示变形例10的动作所涉及的信号波形。本信号波形与图14所示的信号波形相似,以下除不同点外省略说明。如图16所说明的,采用了图16的电流检测部31、电压检测部32、电压判定部41、电压电平调整部42的局部的控制电路CC2在半导体元件XD2导通动作时,将电流检测信号Vt1和电压判定信号Vdic1的逻辑与信号Vlog1用作为逻辑与信号Vlog来调整过渡期间内的过电流阈值,在半导体元件XD2截止动作时,将电流检测信号Vt2和电压判定信号!Vdic2的逻辑与信号Vlog2用作为逻辑与信号Vlog来调整过渡期间内的过电流阈值。因此,图17中,示出导通动作时的电流检测信号Vt1、截止动作时的电流检测信号Vt2的信号波形,用“(f)Vt1/Vt2”表示,以代替图14的“(f)Vton”的信号波形。另外,图17中,示出导通动作时的电压判定信号Vdic1、截止动作时的电压判定信号!Vdic2的信号波形,用“(g)Vdic1/!Vdic2”表示,以代替图14的“(g)Vdic”的信号波形。

[0136] 图17的导通动作时的信号波形除了导通动作期间内使用与电流检测信号Vton实质相同的电流检测信号Vt1这一点、以及截止动作期间内使用与电压检测信号Vdic实质相同的电压检测信号Vdic1这一点以外,与图14的导通动作时的信号波形相同,因此省略说明。

[0137] 半导体元件XD2导通的正常状态(例如时刻t32之前)下,栅极电压Vg在与低电平相应的控制参考电压Vth3以上,因此电压判定信号!Vdic2为高电平。因此,在时刻t36,根据第1电流检测用电阻Rig的两端间的电位差大于第2阈值的情况,电流检测用比较器31b使电流检测信号Vt2从低电平反转为高电平时,逻辑与信号Vlog从低电平变为高电平。因而,在时刻



t36之后,电流检测电压 $V_s$ 如图17(j)所示地被限制为比虚线所示的实际电压要小的实线所示的电压电平。

[0138] 在时刻t37,当实线所示的电流检测电压 $V_s$ 超过基准电压 $V_{ref1}$ 时,过电流检测部43输出在电流检测电压 $V_s$ 超过基准电压 $v_{ref1}$ 的期间内成为高电平的过电流检测信号 $V_{doc}$ 。从而,定时器电路44被置位从而开始计时。

[0139] 在时刻t41,当栅极电压 $V_g$ 小于与低电平相应的控制参考电压 $V_{th3}$ 时,电压判定信号! $V_{dic2}$ 从高电平变为低电平,逻辑与信号 $V_{log}$ 随之从高电平变为低电平。在时刻t41之后,电流检测电压 $V_s$ 恢复到图17(j)的虚线所示的实际电压。

[0140] 本变形例中,在半导体元件XD2的导通动作时,根据第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧的电压 $V_g$ 减去驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 后得到的电位差大于第2阈值,且电压检测部32的检测电压在低电平侧的控制参考电压 $V_{th3}$ 以上的情况,检测出截止中的过渡期间,能够增大过电流阈值使其大于通常期间的阈值。从而,与图13~图15所示的变形例相比,能够更高精度地判别过渡期间并调整过电流阈值。

[0141] 本变形例也可以适用于在图1等的实施方式上采用了图10或图12的变形例后得到的结构。这种情况下,调整部52可以基于电流检测部31的检测结果,使半导体元件XD2的导通中及截止中的过渡期间内的检测参考电压大于过渡期间以外的期间内的检测参考电压。例如,调整部52能够根据第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 减去栅极端子g侧的电压 $V_g$ 后得到的电位差大于第1阈值,且电压检测部32的检测电压在高电平用的控制参考电压 $V_{th2}$ 以下(导通中的过渡期间的条件),或者根据第1电流检测用电阻 $R_{ig}$ 的栅极端子g侧的电压 $V_g$ 减去驱动电路22侧的电压 $V_{drv}$ 后得到的电位差大于第2阈值,且电压检测部32的检测电压在低电平用的控制参考电压 $V_{th3}$ 以下(截止中的过渡期间的条件),使半导体元件XD2的导通中及截止中的过渡期间内的检测参考电压大于过渡期间以外的期间内的检测参考电压。

[0142] 以上,使用实施方式对本发明进行了说明,但本发明的技术范围并不限于上述实施方式所记载的范围。能够在上述实施方式的基础上进行各种变更或改进,这对本领域技术人员而言是显而易见的。由权利要求范围的记载可以明确,施加了这种变更或改进的方式也包含在本发明的技术范围内。

[0143] 请注意,对于权利要求书、说明书以及附图所示的装置、系统、程序、以及方法中的动作、工序、步骤以及阶段等各处理的执行顺序,只要没有特意明示为“之前”、“在此之前”等,或者在后续的处理中使用之前处理的输出,则能以任意的顺序实现。关于权利要求书、说明书、以及附图中的动作流程,为便于说明而使用了“首先”、“接着”等,但并不意味着必须以该顺序来实施。

#### 标号说明

[0144] XD1、XD2 电压控制型半导体元件

c 集电极端子

e 发射极端子

g 栅极端子

s 电流检测端子

CC1、CC2 控制电路

10 直流电源  
11 负载  
21 输入电路  
22 驱动电路  
23 栅极电流电压检测部  
Rig 第1电流检测用电阻  
24 检测电流检测电路  
31 电流检测部  
31a~b 电流检测用比较器  
32 电压检测部  
32a 分压电路  
33a~b 开关  
41 电压判定部  
Rdic 电阻  
Rdic1 电阻  
Rdic2 电阻  
SW1、SW11、SW12 开关元件  
42 电压电平调整部  
42a 逻辑与电路  
42b 第2电流检测用电阻  
42c 逻辑与非电路  
42d 逻辑与电路  
42e 逻辑与电路  
42f 逻辑或电路  
Rd1a、Rd1b、Rd1a1、Rd1a2 分压电阻  
SW2 开关元件  
43 过电流检测部  
43a 过电流判定用比较器  
44 定时器电路  
51 电压判定用比较器  
52 调整部  
53a~b 开关  
Rs 检测电阻  
ZD1 齐纳二极管  
Rsref1~3 电阻  
61 RS锁存电路  
62 非电路  
63 非电路  
INV1 逻辑否定电路。

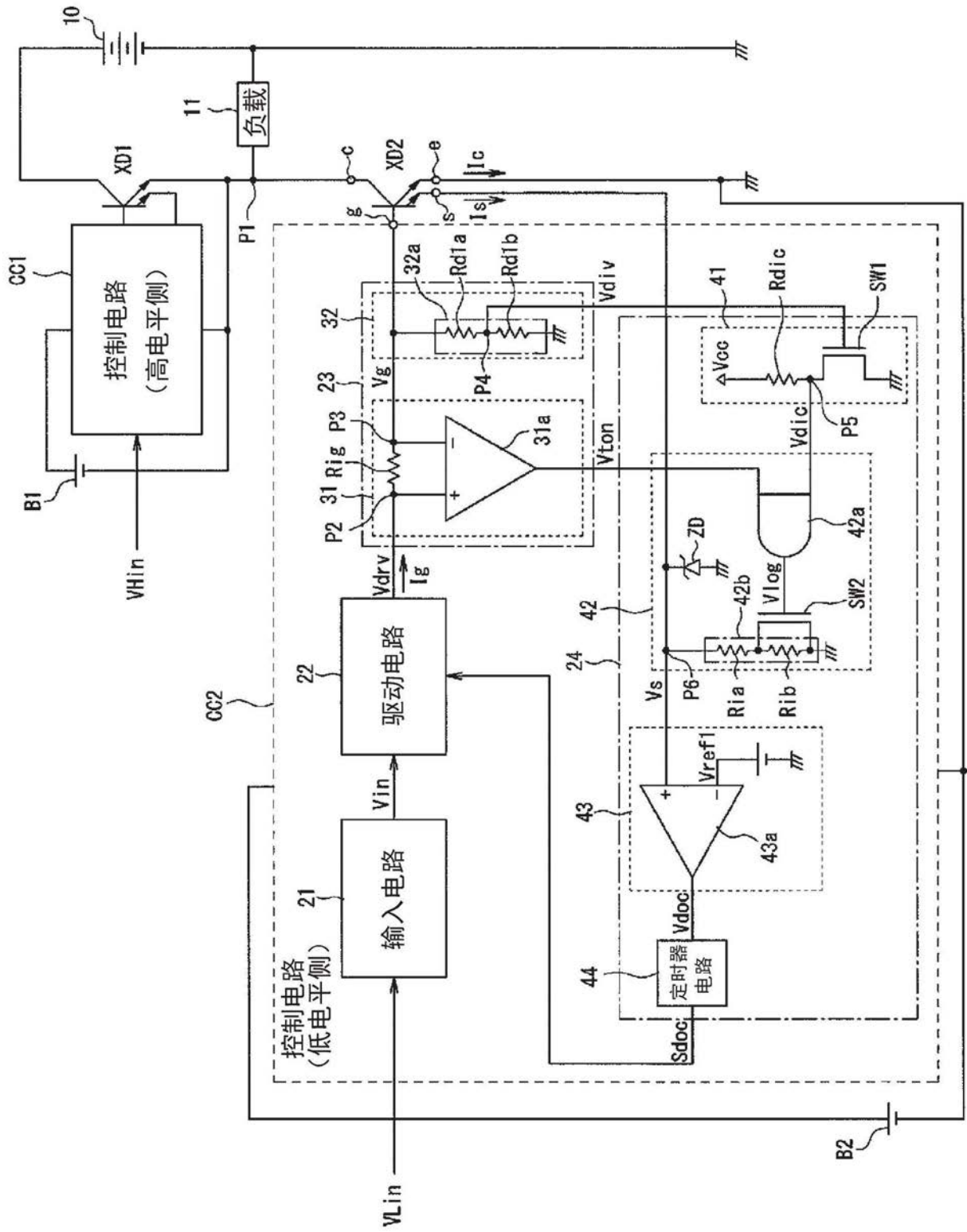


图1

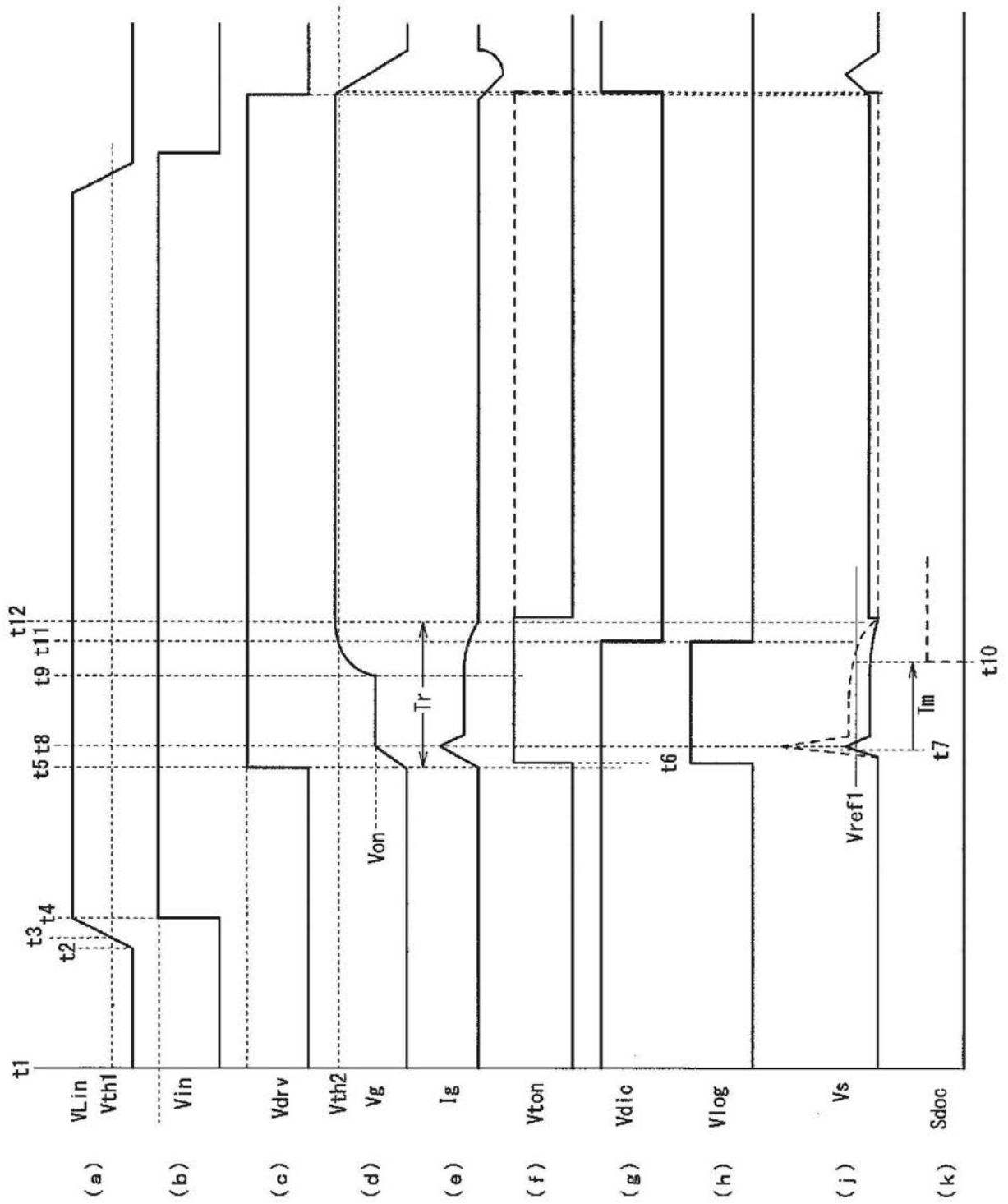


图2



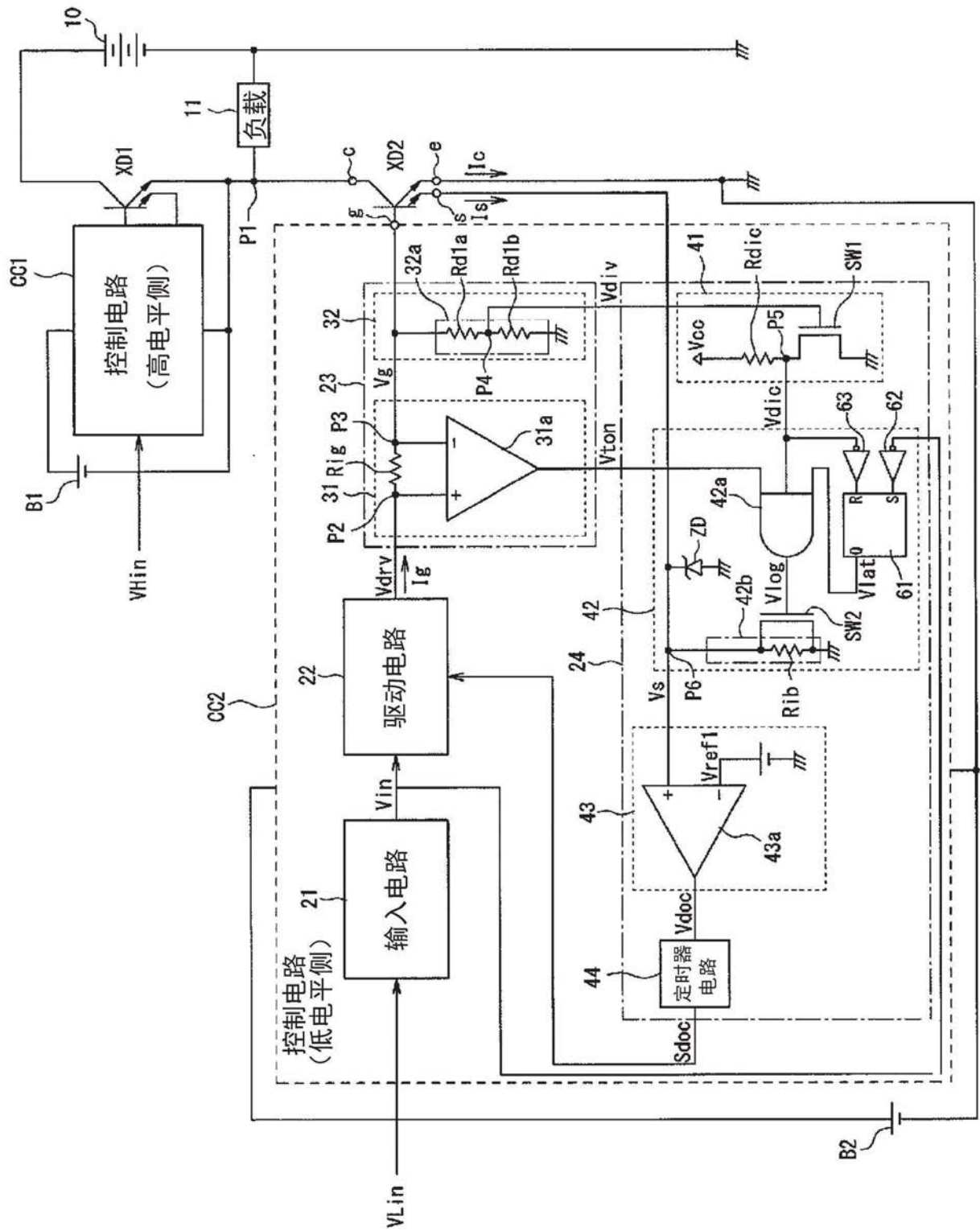


图4

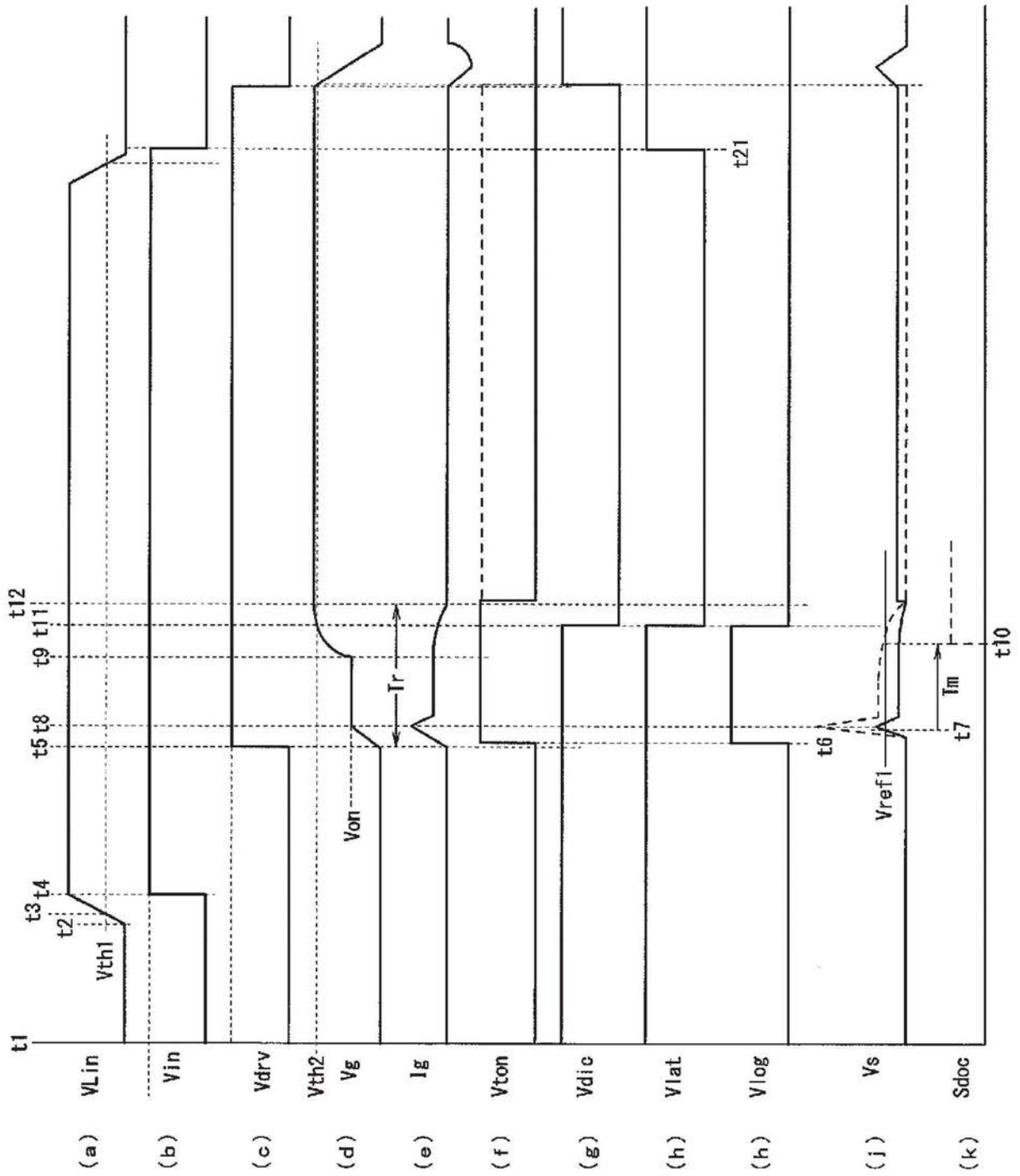


图5





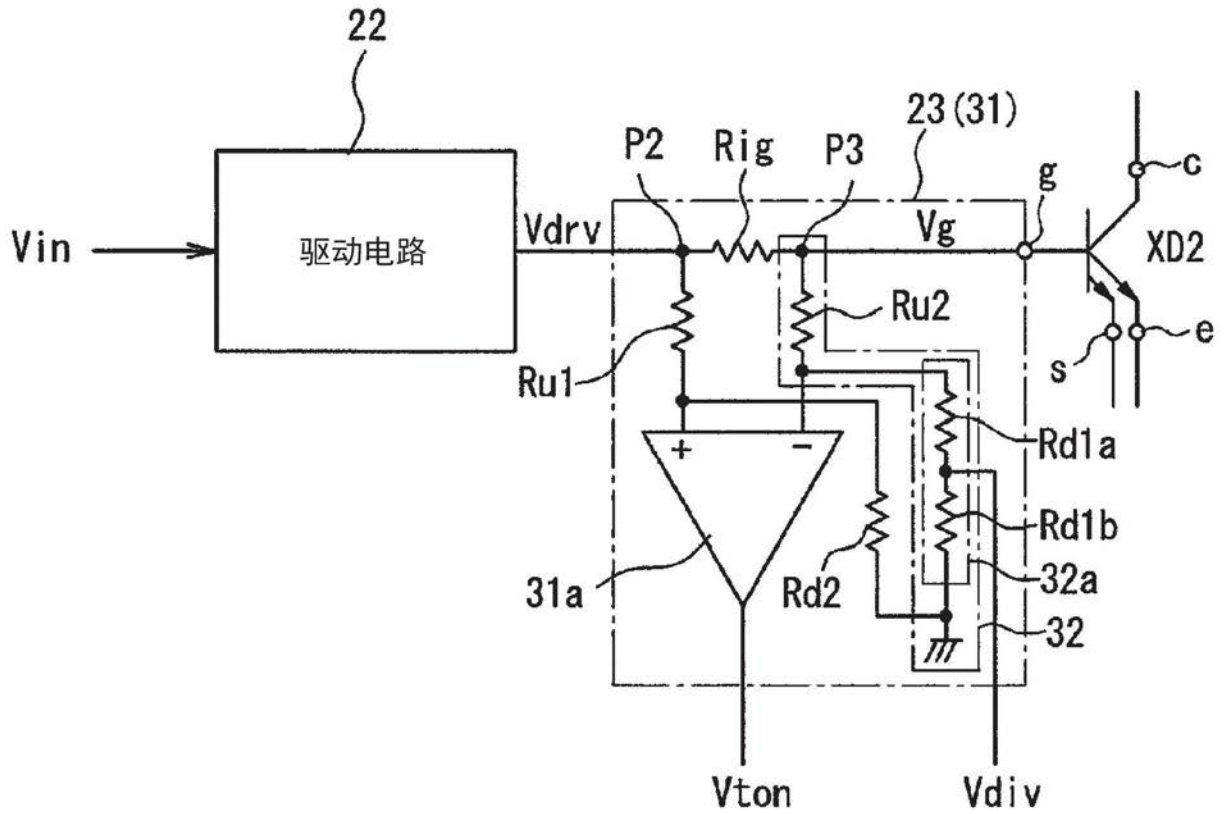


图7

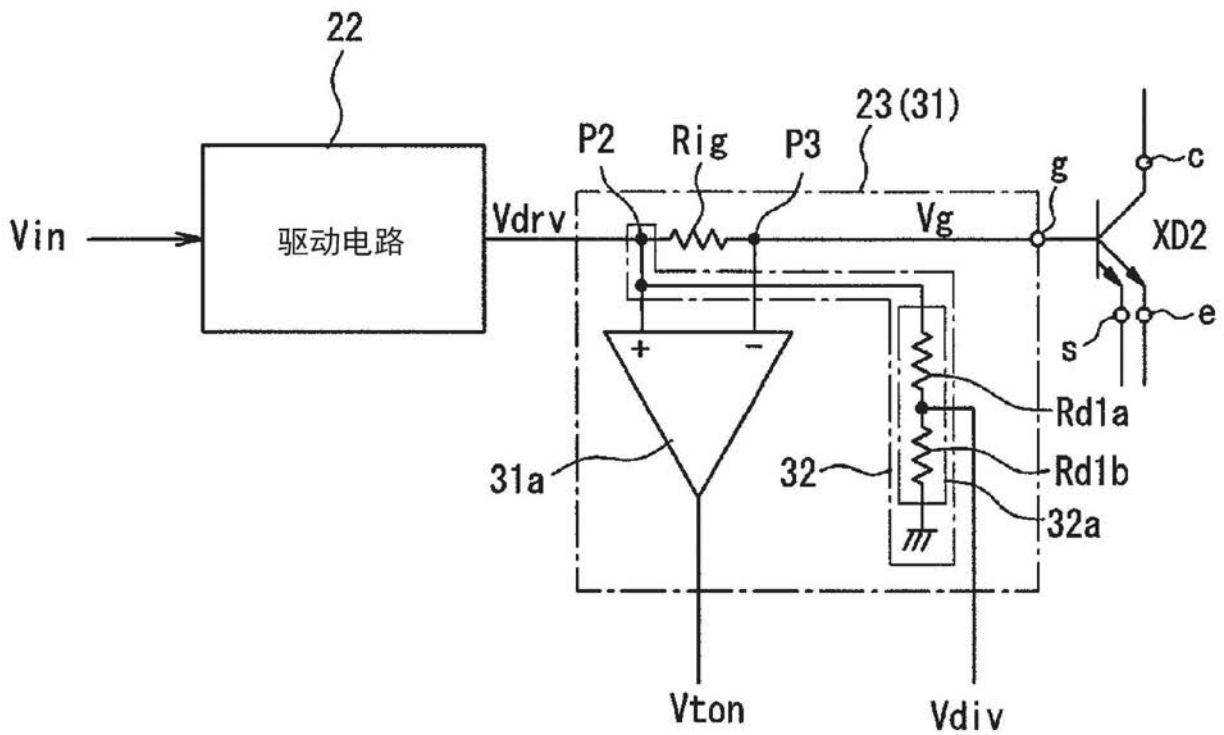


图8

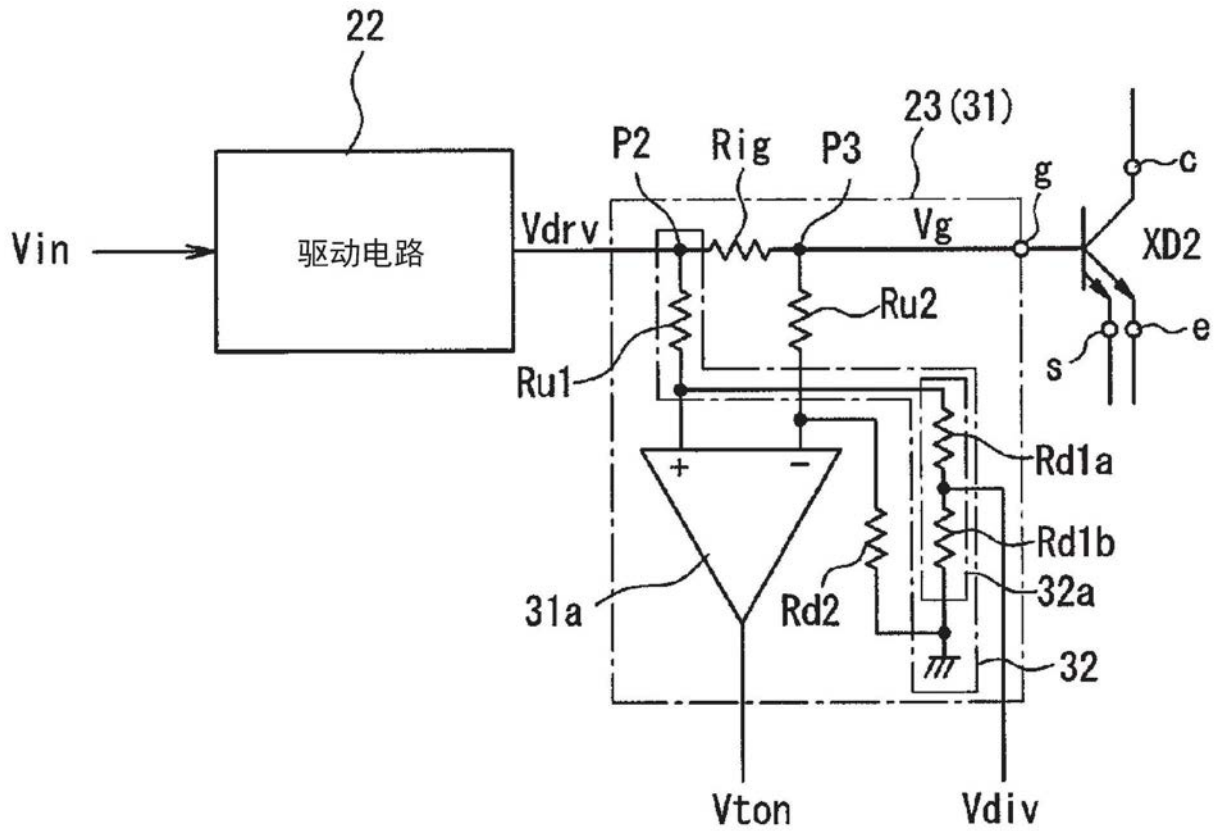


图9

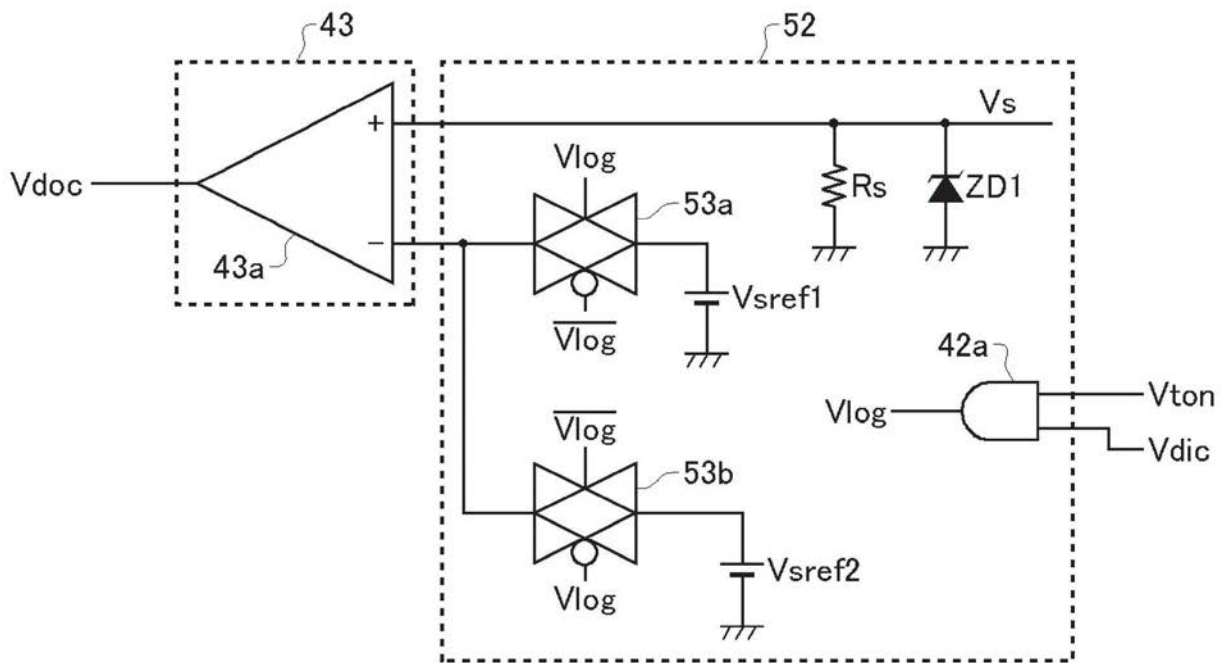


图10



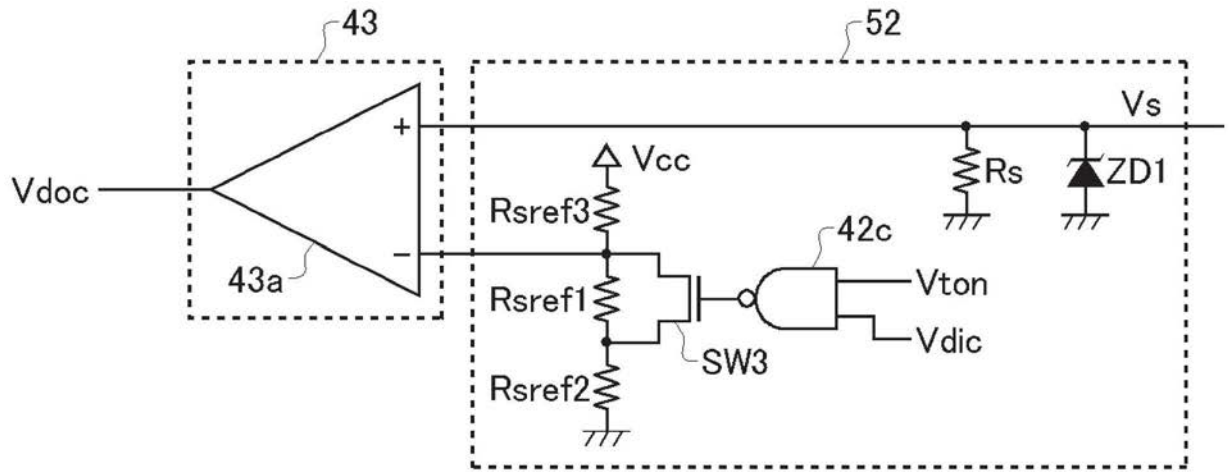
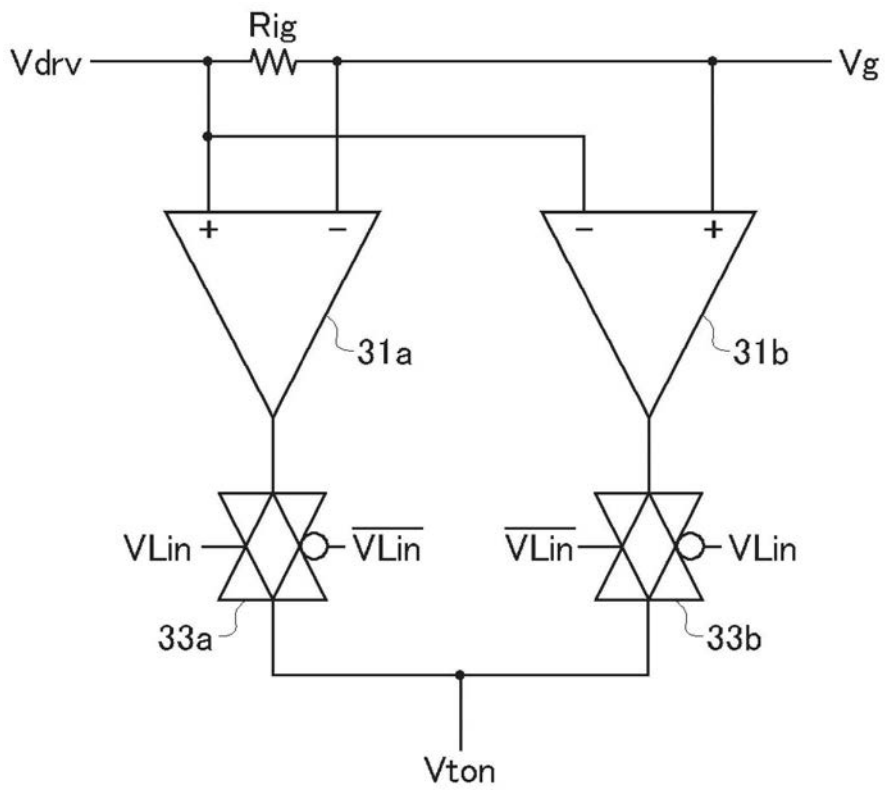


图12



31

图13

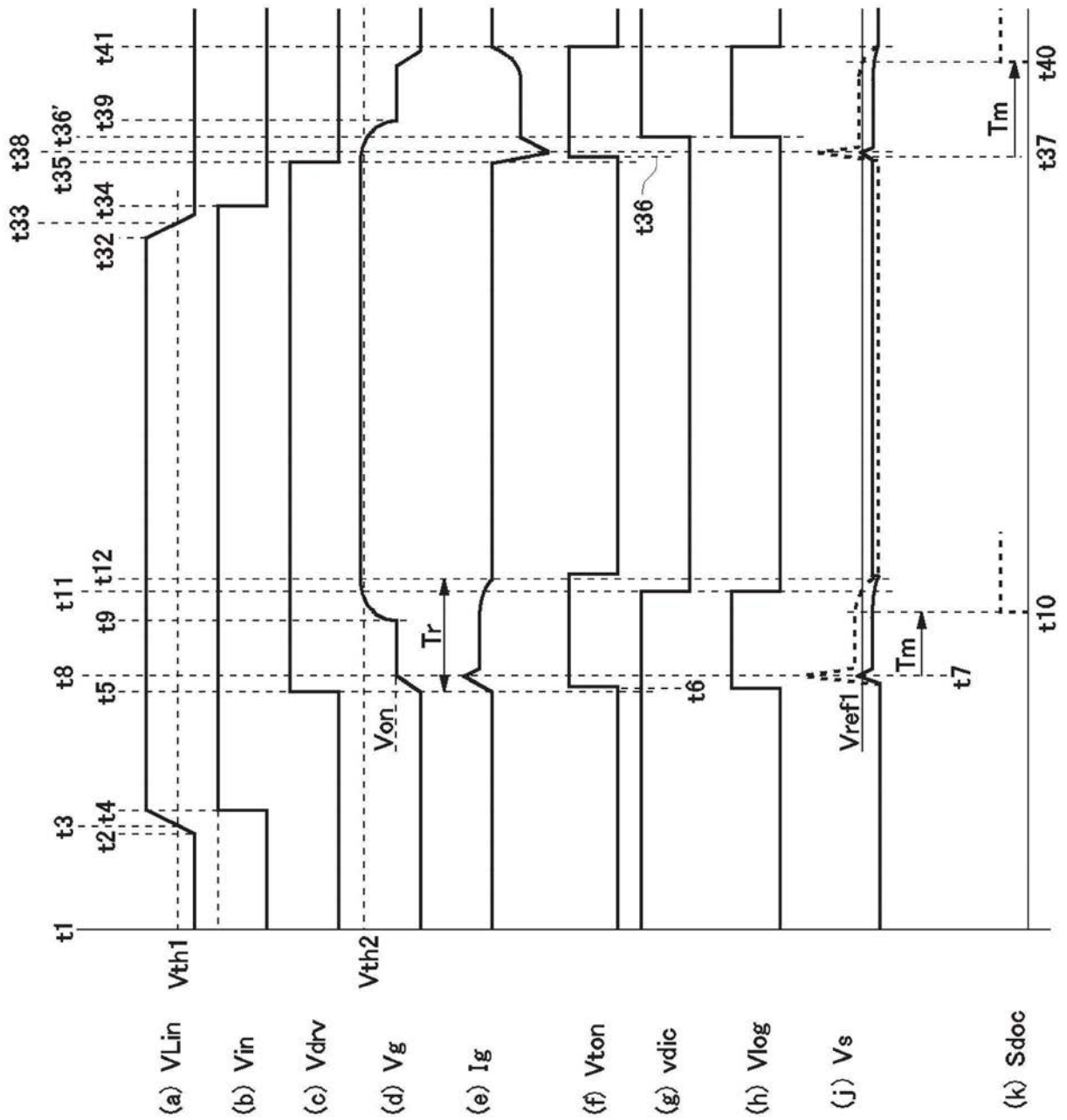


图14



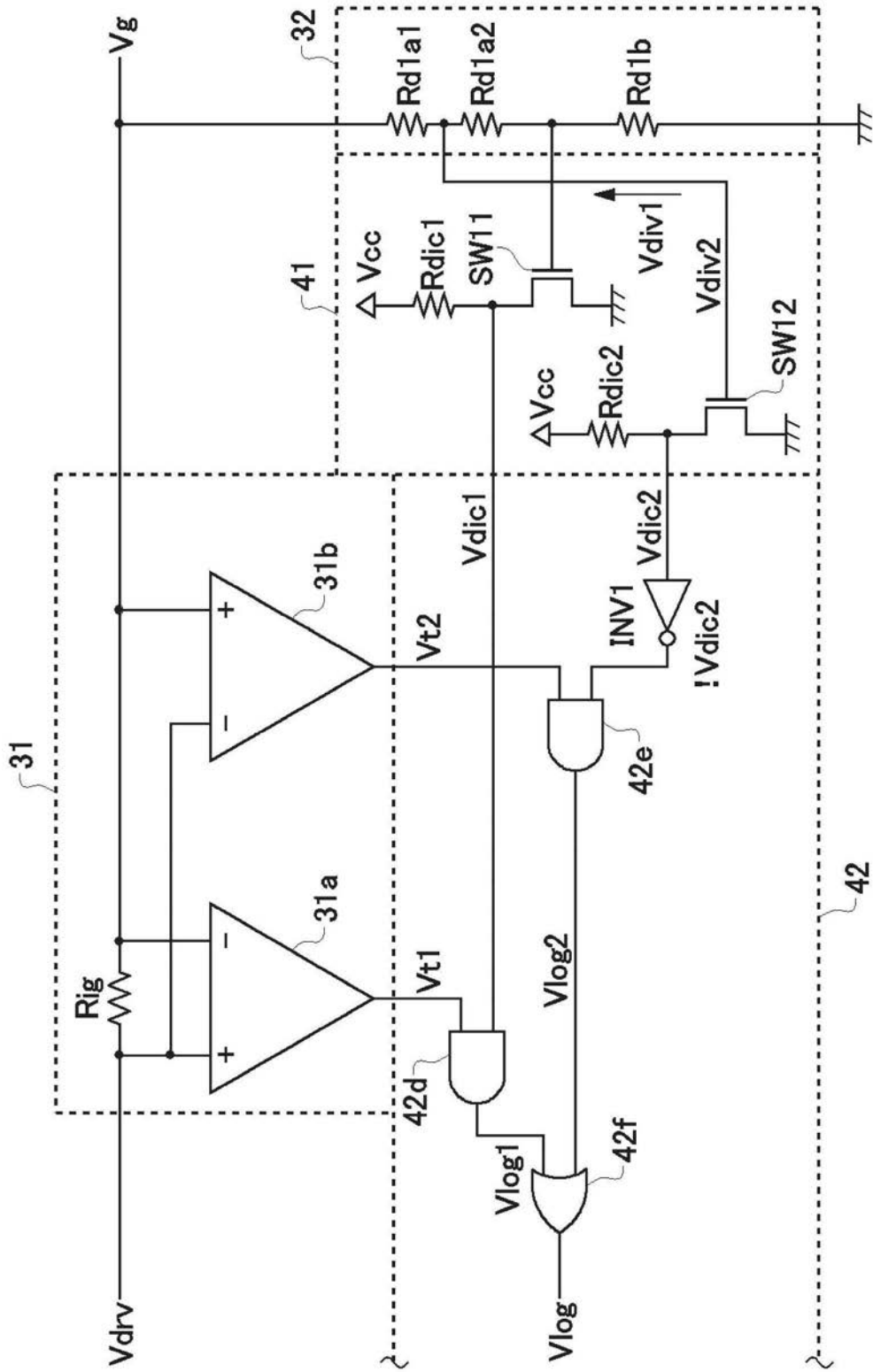


图16

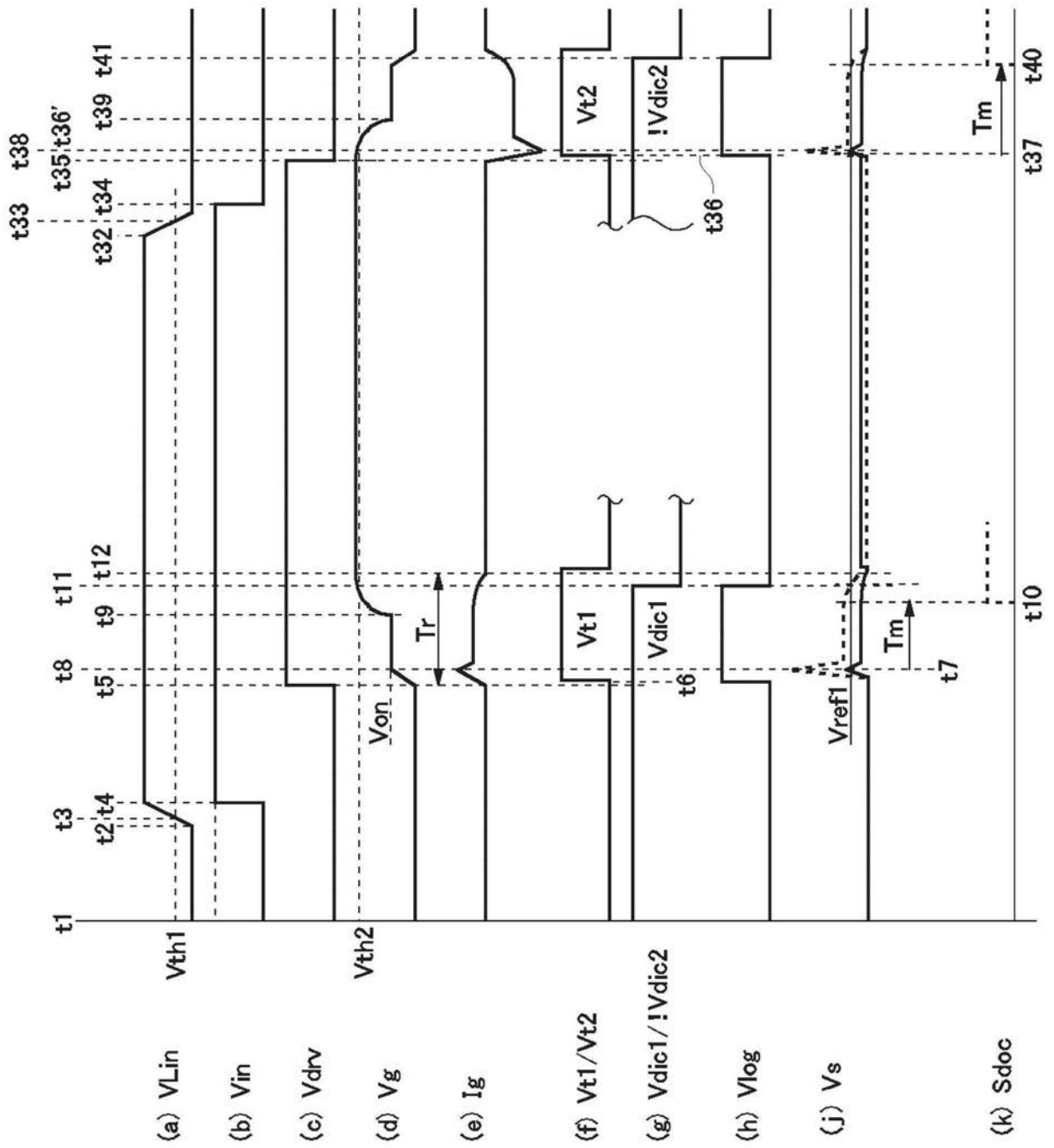


图17