



## (12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 114631255 A

(43) 申请公布日 2022.06.14

(21) 申请号 202080076480.3

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

(22) 申请日 2020.10.28

司 31100

## (30) 优先权数据

2019-197371 2019.10.30 JP

专利代理人 胡曼

## (85) PCT国际申请进入国家阶段日

2022.04.29

## (51) Int.CI.

H02M 3/335 (2006.01)

## (86) PCT国际申请的申请数据

H02M 3/158 (2006.01)

PCT/JP2020/040536 2020.10.28

H02M 1/08 (2006.01)

H02J 7/00 (2006.01)

B60L 1/04 (2006.01)

## (87) PCT国际申请的公布数据

W02021/085515 JA 2021.05.06

## (71) 申请人 株式会社电装

地址 日本爱知县

## (72) 发明人 小林尚斗 仓内修司 半田祐一

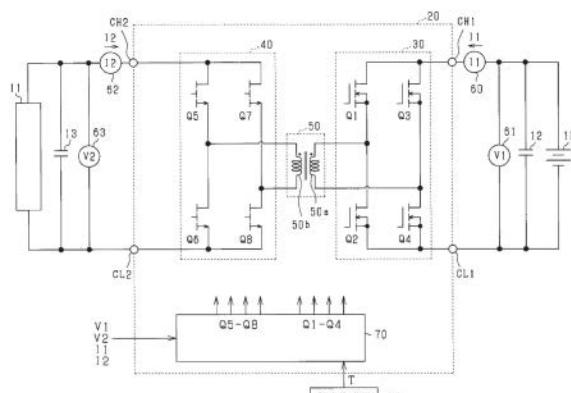
权利要求书2页 说明书15页 附图20页

## (54) 发明名称

电力转换装置

## (57) 摘要

一种电力转换装置(20、90、100)，具有输入侧端子(CH1、CL1)、输出侧端子(CH1、CL1)和开关部(Q5~Q8、Q11)，在从与输入侧端子连接的蓄电部(10)向与输出侧端子连接的供电对象(11)进行电力传输的情况下，使开关部接通断开。开关部具有在反向导通电流流过开关部的情况下，其栅极电压向负侧越大，在流过反向导通电流的情况下产生的导通损耗变得越大的特性。另外，电力转换装置对是否存在伴随电力传输的发热量的增大请求进行判断，电力转换装置包括控制部(70)，与判断为不存在增大请求的情况相比，在判断为存在增大请求的情况下，控制部使进行电力传输时流过反向导通电流的开关部的断开时的栅极电压向负侧增大。



1. 一种电力转换装置，所述电力转换装置(20、90、100)具有输入侧端子(CH1、CL1)、输出侧端子(CH1、CL1)和开关部(Q5～Q8、Q11)，在从与所述输入侧端子连接的蓄电部(10)向与所述输出侧端子连接的供电对象(11)进行电力传输的情况下，使所述开关部接通断开，

所述开关部具有在反向导通电流流过该开关部的情况下，所述开关部的栅极电压向负侧越大，在流过反向导通电流的情况下产生的导通损耗变得越大的特性，

所述电力转换装置包括判断部和控制部(70)，

所述判断部对是否存在伴随所述电力传输的发热量的增大请求进行判断，

与判断为不存在所述增大请求的情况相比，在判断为存在所述增大请求的情况下，所述控制部使进行所述电力传输时流过反向导通电流的所述开关部的断开时的栅极电压向负侧增大。

2. 如权利要求1所述的电力转换装置，其特征在于，

在判断为存在所述增大请求的情况下，所述控制部基于使用伴随所述电力传输产生的热量而升温的升温对象元件的温度(T)来设定所述开关部的断开时的栅极电压。

3. 如权利要求2所述的电力转换装置，其特征在于，

所述控制部在所述升温对象元件的温度为上限温度以上的情况下，将所述开关部的断开时的栅极电压设定为第一断开电压，在所述升温对象元件的温度为比所述上限温度低的限制开始温度以下的情况下，将所述开关部的断开时的栅极电压设定为比所述第一断开电压向负侧增大的第二断开电压，在所述升温对象元件的温度比所述限制开始温度高且比所述上限温度低的情况下，所述升温对象元件的温度越接近所述上限温度，使所述开关部的断开时的栅极电压越接近所述第一断开电压。

4. 如权利要求2所述的电力转换装置，其特征在于，

为了将所述升温对象元件的温度反馈控制为所述升温对象元件的目标温度，所述控制部设定所述开关部的断开时的栅极电压。

5. 如权利要求1至4中的任一项所述的电力转换装置，其特征在于，

所述电力转换装置包括：

变压器(50)，所述变压器具有彼此磁耦合的第一线圈(50a)和第二线圈(50b)；

转换电路(30)，所述转换电路与所述输入侧端子及所述第一线圈连接，将从所述蓄电部供给的直流电压转换为交流电压并施加于所述第一线圈；以及

全桥电路(40)，所述全桥电路与所述输出侧端子及所述第二线圈连接，并且具有所述开关部，

在判断为存在所述增大请求的情况下，所述控制部设置使流过反向导通电流的所述开关部的断开时的栅极电压向正侧暂时增大的期间。

6. 如权利要求1至4中的任一项所述的电力转换装置，其特征在于，

所述电力转换装置包括：

变压器，所述变压器具有彼此磁耦合的第一线圈和第二线圈；

转换电路，所述转换电路与所述输入侧端子及所述第一线圈连接，将从所述蓄电部供给的直流电压转换为交流电压并施加于所述第一线圈；以及

全桥电路，所述全桥电路与所述输出侧端子及所述第二线圈连接，并且具有所述开关部，

在判断为存在所述增大请求的情况下,所述控制部使所述开关部的接通时的栅极电压比判断为不存在所述增大请求时降低。

7. 如权利要求1至6中的任一项所述的电力转换装置,其特征在于,

在判断为不存在所述增大请求的情况下,所述控制部使进行所述电力传输时流过反向导通电流的所述开关部接通。

8. 如权利要求1至7中的任一项所述的电力转换装置,其特征在于,

所述电力转换装置包括热传递部(110),所述热传递部吸收伴随所述电力传输产生的热量,并且将所述热量传递到升温对象元件。

## 电力转换装置

### 相关申请的援引

[0001] 本申请以2019年10月30日申请的日本专利申请第2019-197371号为基础,在此援引其记载内容。

### 技术领域

[0002] 本公开涉及一种电力转换装置。

### 背景技术

[0003] 以前,进行将蓄电池的电能转换成热能来使升温对象元件升温的控制。专利文献1公开了一种电力转换装置,该电力转换装置使用由电加热器加热的热交换流体来使作为升温对象元件的蓄电池升温。

#### 现有技术文献

#### 专利文献

[0004] 专利文献1:日本专利特许第3451141号公报

### 发明内容

[0005] 若为了使蓄电池升温而追加电加热器,则有可能使电力转换装置大型化。

[0006] 本公开是鉴于上述技术问题而作出的,其主要目的是提供一种能够实现小型化的电力转换装置。

[0007] 为了解决上述技术问题,本公开是一种电力转换装置,上述电力转换装置具有输入侧端子、输出侧端子和开关部,在从与上述输入侧端子连接的蓄电部向与上述输出侧端子连接的供电对象进行电力传输的情况下,使上述开关部接通断开,其中,上述开关部具有在反向导通电流流过该开关部的情况下,其栅极电压向负侧越大,在流过反向导通电流的情况下产生的导通损耗越大的特性,上述电力转换装置包括判断部和控制部,上述判断部对是否存在伴随上述电力传输的发热量的增大请求进行判断,与判断为不存在上述增大请求的情况相比,上述控制部在判断为存在上述增大请求的情况下,使进行上述电力传输时流过反向导通电流的上述开关部的断开时的栅极电压向负侧增大。

[0008] 在本公开中,在从与输入侧端子连接的蓄电部向与输出侧端子连接的供电对象进行电力传输的情况下,开关部被断开。此时,伴随反向导通电流流过开关部而产生导通损耗,并且由于该导通损耗而产生热量。通过利用该热量,能够不需要用于使升温对象元件升温的发热装置,或是即使在设置有发热装置的情况下也能使该装置小型化。因此,根据本公开,能够实现电力转换装置的小型化。

[0009] 另外,本公开的开关部具有在流过反向导通电流的情况下,其栅极电压向负侧越大,在流过反向导通电流的情况下产生的导通损耗变得越大的特性。着眼于该特性,在本公开中,与判断为不存在增大请求的情况相比,在判断为存在伴随电力传输的发热量的增大请求的情况下,使进行电力传输时流过反向导通电流的开关部的断开时的栅极电压向负侧

增大。由此，能够使存在上述增大请求时在开关部中产生的导通损耗比不存在上述增大请求时大。其结果是，能够增大在电力转换装置中产生的热量。

## 附图说明

[0010] 参照附图和以下详细的记述，可以更明确本公开的上述目的、其他目的、特征和优点。附图如下所述。

图1是第一实施方式的电力转换装置的结构图。

图2是通常模式和发热模式下的控制部的功能框图。

图3是表示流过Gan-HEMT的反向导通电流的特性的图。

图4是表示通常模式和发热模式下的各开关的操作状态的推移的时序图。

图5是表示控制部的处理步骤的流程图。

图6是表示通常模式和发热模式下的电流波形等的时序图。

图7是表示通常模式和发热模式下的电流路径的图。

图8是第一实施方式的变形例2的电力转换装置的结构图。

图9是表示通常模式和发热模式下的各开关的操作状态的推移的时序图。

图10是表示通常模式和发热模式下的电流路径的图。

图11是第二实施方式的电力转换装置的结构图。

图12是通常模式和发热模式下的控制部的功能框图。

图13是表示控制部的处理步骤的流程图。

图14是表示通常模式和发热模式下的电流波形等的时序图。

图15是表示发热模式下的栅极电压设定部的电压控制方法的图。

图16是发热模式下的栅极电压设定部的功能框图。

图17是表示第四实施方式的发热模式下的电流波形等的时序图。

图18是表示第五实施方式的发热模式下的各开关的操作状态的推移的时序图。

图19是表示发热模式下的电流路径的时序图。

图20是表示降低了接通时的栅极电压时的导通电流量及电压下降量的特性的图。

图21是第六实施方式的通常模式下的控制部的功能框图。

图22是表示通常模式下的各开关的操作状态的推移的时序图。

图23是第七实施方式的电力转换装置的结构图。

## 具体实施方式

[0011] <第一实施方式>

以下，参照附图，对将本公开的电力转换装置具体化的第一实施方式进行说明。本实施方式的电力转换装置装设于插电式混合动力汽车或电动汽车等电动车辆。

[0012] 如图1所示，电力转换系统包括作为蓄电部的蓄电池10、供电对象11、第一电容器12、第二电容器13以及电力转换装置20。

[0013] 蓄电池10经由电力转换装置20向供电对象11供给电力。蓄电池10是能充放电的二次电池，例如是锂离子电池。另外，供电对象11包括输出电压比蓄电池10低的低压蓄电池和电负载中的至少一个。低压蓄电池例如是铅蓄电池。电负载例如是头灯等。

[0014] 电力转换装置20包括第一高电位侧端子CH1、第一低电位侧端子CL1、第一全桥电路30、第二高电位侧端子CH2、第二低电位侧端子CL2、第二全桥电路40以及变压器50。在本实施方式中，第一高电位侧端子CH1和第一低电位侧端子CL1相当于一对输入侧端子，第二高电位侧端子CH2和第二低电位侧端子CL2相当于一对输出侧端子。另外，第一全桥电路30相当于转换电路。

[0015] 第一全桥电路30包括第一开关Q1～第四开关Q4。在本实施方式中，第一开关Q1～第四开关Q4是N沟道MOSFET。另外，第二全桥电路40包括第五开关Q5～第八开关Q8。在本实施方式中，第五开关Q5～第八开关Q8是GaN-HEMT。其中，GaN是指氮化镓，HEMT是指高电子迁移率晶体管。GaN-HEMT是具有在对栅极施加负电压时反向导通时的电压下降增大的特性的开关装置。在本实施方式中，第五开关Q5～第八开关Q8相当于开关部。此外，在本实施方式中，漏极相当于高电位侧端子，源极相当于低电位侧端子。

[0016] 在第一全桥电路30中，第一高电位侧端子CH1与第一开关Q1和第三开关Q3的漏极连接。第一开关Q1的源极与第二开关Q2的漏极连接，第三开关Q3的源极与第四开关Q4的漏极连接。第二开关Q2和第四开关Q4的源极与第一低电位侧端子CL1连接。第一高电位侧端子CH1经由第一电容器12与第一低电位侧端子CL1连接。另外，第一高电位侧端子CH1与蓄电池10的正极端子连接，蓄电池10的负极端子与第一低电位侧端子CL1连接。

[0017] 在第二全桥电路40中，第五开关Q5和第七开关Q7的漏极与第二高电位侧端子CH2连接。第五开关Q5的源极与第六开关Q6的漏极连接，第七开关Q7的源极与第八开关Q8的漏极连接。第六开关Q6和第八开关Q8的源极与第二低电位侧端子CL2连接。第二高电位侧端子CH2经由第二电容器13与第二低电位侧端子CL2连接。另外，第二高电位侧端子CH2经由供电对象11与第二低电位侧端子CL2连接。

[0018] 变压器50具有第一线圈50a和第二线圈50b。第一线圈50a的第一端与第一开关Q1的源极及第二开关Q2的漏极连接，第一线圈50a的第二端与第三开关Q3的源极及第四开关Q4的漏极连接。第二线圈50b的第一端与第五开关Q5的源极及第六开关Q6的漏极连接，第二线圈50b的第二端与第七开关Q7的源极及第八开关Q8的漏极连接。

[0019] 第一线圈50a和第二线圈50b彼此磁耦合。在第一线圈50a的第一端的电位相对于第二端的电位变高的情况下，在第二线圈50b处产生使其第一端的电位比第二端的电位高的感应电压。另一方面，在第一线圈50a的第二端的电位相对于第一端的电位变高的情况下，在第二线圈50b处产生使其第二端的电位比第一端的电位高的感应电压。

[0020] 电力转换系统包括第一电流传感器60、第一电压传感器61、第二电流传感器62、第二电压传感器63和温度传感器64。第一电流传感器60对流过第一高电位侧端子CH1的第一电流I1进行检测，第一电压传感器61对作为第一高电位侧端子CH1与第一低电位侧端子CL1的端子间电压的第一电压V1进行检测。在此，第一电流I1在蓄电池10中流过放电电流时为正，在流过充电电流时为负。

[0021] 第二电流传感器62对流过第二高电位侧端子CH2的第二电流I2进行检测，第二电压传感器63对作为第二高电位侧端子CH2与第二低电位侧端子CL2的端子间电压的第二电压V2进行检测。在此，第二电流I2在电流从第二高电位侧端子CH2向第五开关Q5和第七开关Q7的漏极方向流动时为正，在电流沿相反方向流动时为负。

[0022] 温度传感器64对环境温度T进行检测。在此，在本实施方式中，环境温度T是升温对

象元件的温度。在本实施方式中,升温对象元件例如是电力转换装置20。

[0023] 各检测值I1、V1、I2、V2、T被输入到电力转换装置20所包括的控制部70。控制部70基于各检测值I1、V1、I2、V2、T,向各开关Q1~Q8的栅极输出驱动信号,从而使各开关Q1~Q8接通断开。

[0024] 接着,对本实施方式中实施的升温控制进行说明。在本实施方式中,在环境温度T高于设定温度的情况下,作为不存在发热量的增大请求的情况,设定为通常模式。另一方面,在环境温度T为设定温度以下的情况下,作为存在发热量的增大请求的情况,设定为发热模式。

[0025] 图2表示通常模式和发热模式下的控制部70所实施的控制框图。

[0026] 控制部70包括指令电流设定部71。指令电流设定部71包括电流计算部72和最小值选择部73。

[0027] 电流计算部72将电力指令值P2\*除以作为第二电压传感器63的检测电压的第二电压V2,从而计算出指令电流I2f。指令电流I2f的符号的定义与第二电流I2的符号的定义相同。

[0028] 最小值选择部73选择由电流计算部72计算出的指令电流I2f和电流限制值I2L中较小的值作为最终的指令电流Iref2。电流限制值I2L设定成保护电力转换系统免受过电流的影响。

[0029] 从最小值选择部73输出的指令电流Iref2通过第一限制器74来限制上限值或下限值。

[0030] 控制部70包括电流控制器75。电流控制器75包括电流偏差计算部76、反馈控制部77和第二限制器78。电流偏差计算部76将从第一限制器74输出的指令电流Iref2减去作为第二电流传感器62的检测电流的第二电流I2,从而计算出电流偏差 $\Delta I2$ 。

[0031] 反馈控制部77计算出电桥间相位 $\phi_1$ ,以作为用于将计算出的电流偏差 $\Delta I2$ 反馈控制为0的操作量。在本实施方式中,使用比例积分控制作为该反馈控制。另外,在反馈控制部77中使用的反馈控制不限于比例积分控制,例如也可以是比例积分微分控制。

[0032] 由反馈控制部77计算出的电桥间相位 $\phi_1$ 通过第二限制器78来限制上限值或下限值。在本实施方式中,电桥间相位 $\phi_1$ 被限制于从0°到规定相位为止的范围内,在该范围内,值越大,从蓄电池10传输到供电对象11的传输电力越大。

[0033] 控制部70包括PWM生成部79、栅极电压修正部80以及栅极电压设定部81。

[0034] PWM生成部79基于从第二限制器78接收的电桥间相位 $\phi_1$ 来生成各开关Q1~Q8的驱动信号,并输出到栅极电压修正部80。在本实施方式中,PWM生成部79生成将第一开关Q1~第四开关Q4接通断开且将第五开关Q5~第八开关Q8断开的驱动信号。

[0035] 栅极电压修正部80基于从栅极电压设定部81接收的指令,进行第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff的修正。之后,栅极电压修正部80将反映了上述修正的驱动信号向各开关Q1~Q8的栅极输出。

[0036] 栅极电压设定部81将第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff在通常模式的情况下设定为第一断开电压Va(例如0V),在发热模式的情况下设定为第二断开电压V $\beta$ 。在此,第二断开电压V $\beta$ 是比第一断开电压Va小的值,在本实施方式中为负电压。断开时的栅极电压Voff设定为第二断开电压V $\beta$ 相当于断开时的栅极电压Voff向负侧增大。

[0037] 图3是表示流过GaN-HEMT的反向导通电流的特性的图。纵轴表示反向导通电流量，横轴表示电压下降量。图3中的箭头表示使断开时的栅极电压Voff向负侧增大的方向。因此，与Voff=Va的情况相比，在断开时的栅极电压Voff向负侧增大的Voff=Vβ的情况下，反向导通时的电压下降增大，因此，导通损耗也变大。

[0038] 图4表示通常模式和发热模式下的各开关Q1～Q8的操作状态的推移。图4的(a)表示第一开关Q1～第四开关Q4的操作状态的推移，图4的(b)表示第五开关Q5～第八开关Q8的操作状态的推移。

[0039] 图4的(a)的实线表示第一开关Q1的操作状态的推移。第一开关Q1的操作状态被翻转后的操作状态成为第二开关Q2的操作状态。图4的(a)的虚线表示第三开关Q3的操作状态的推移。第三开关Q3的操作状态被翻转后的操作状态成为第四开关Q4的操作状态。例如，在图4的(a)中，第一开关Q1的接通期间为第二开关Q2的断开期间。

[0040] 图4的(b)的实线表示第五开关Q5～第八开关Q8的操作状态。在本实施方式中，第五开关Q5～第八开关Q8被断开。

[0041] 第一开关Q1～第四开关Q4的一个开关周期Tsw彼此相同。第一开关Q1向断开切换的时刻与第三开关Q3向断开切换的时刻之间的相位差为电桥间相位 $\phi_1$ 。在本实施方式中，电桥间相位 $\phi_1$ 在第三开关Q3向断开切换的时刻相对于第一开关Q1向断开切换的时刻提前时为正。例如，在图4的(a)中，电桥间相位 $\phi_1$ 为正。

[0042] 图5表示由控制部70执行的处理的步骤。该处理例如以规定的控制周期反复执行。此外，在本实施方式中，假设第一电压V1和第一线圈50a的匝数之积大于第二电压V2和第二线圈50b匝数之积。即，通过该处理，电力从蓄电池10传输到供电对象11。

[0043] 在步骤S10中，对环境温度T是否为设定温度以下进行判断。在本实施方式中，步骤S10相当于判断部。

[0044] 在步骤S10中作出否定判断的情况下，作为不存在发热量的增大请求的情况，前进到步骤S11，将控制模式设定为通常模式。在通常模式下，在下一步骤S12中，将第五开关Q5～第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff设为第一断开电压Va。

[0045] 在步骤S10中作出肯定判断的情况下，作为存在发热量的增大请求的情况，前进到步骤S13，将控制模式设定为发热模式。在发热模式下，在下一步骤S14中，将第五开关Q5～第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff设为第二断开电压Vβ。

[0046] 在步骤S15中，由指令电流设定部71设定指令电流Iref2。

[0047] 在步骤S16中，将第一开关Q1～第四开关Q4接通断开，并将第五开关Q5～第八开关Q8断开，以使第二电流I2控制为指令电流Iref2。

[0048] 图6表示通常模式和发热模式下的各开关Q1～Q8的操作状态等的推移。图6的(a)表示第一开关Q1～第四开关Q4的操作状态的推移。图6的(b)表示第五开关Q5～第八开关Q8的操作状态的推移。

[0049] 图6的(c)表示第一电流I1和第二电流I2的推移。图6的(d)表示第一电力P1、第二电力P2和损耗电力P1+P2。在此，第一电力P1是从蓄电池10向第一全桥电路30供给的电力的时间平均值，第二电力P2是从第二全桥电路40向供电对象11供给的电力的时间平均值。若第一电力P1为正，则从蓄电池10放电。另外，若第二电力P2为负，则向供电对象11供电电力。因此，第一电力P1与第二电力P2之和P1+P2成为损耗电力。在损耗电力P1+P2为正时，表示电

能转换为热能并产生发热。图6的(e)是将图6的(d)中的损耗电力P1+P2的纵轴放大后的图。图6的(e)的通常模式和发热模式下的纵轴的比例相同,用于对通常模式和发热模式下的损耗电力P1+P2的大小进行比较。

[0050] 以下,使用图6和图7对本实施方式的通常模式和发热模式下的升温控制进行说明。在本实施方式的发热模式下,电桥间相位 $\phi_1$ 为从0°到规定相位为止的范围的值,以使第二电流I2被反馈控制为指令电流Iref2。由于将电桥间相位 $\phi_1$ 限制于从0°到规定相位为止的范围,能够防止在电桥间相位 $\phi_1$ 过大时能从蓄电池10向供电对象11传输的电力变小。

[0051] 如图6的(a)所示,在本实施方式的通常模式和发热模式下,在一个开关周期Tsw中,出现第一期间T1~第四期间T4。在本实施方式中,通常模式和发热模式的开关模式相同。第一期间T1是第二开关Q2、第三开关Q3接通且第一开关Q1、第四开关Q4、第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8断开的期间。第二期间T2是第一开关Q1、第三开关Q3接通且第二开关Q2、第四开关Q4、第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8断开的期间。

[0052] 第三期间T3是第一开关Q1、第四开关Q4接通且第二开关Q2、第三开关Q3、第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8断开的期间。第四期间T4是第二开关Q2、第四开关Q4接通且第一开关Q1、第三开关Q3、第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8断开的期间。

[0053] 图7的(a)表示第一期间T1中的电流路径。在第一全桥电路30中,形成有包括第一高电位侧端子CH1、第三开关Q3、第一线圈50a、第二开关Q2和第一低电位侧端子CL1的电流路径。另一方面,在第二全桥电路40中,形成有包括第二低电位侧端子CL2、第六开关Q6、第二线圈50b、第七开关Q7和第二高电位侧端子CH2的电流路径。在这种情况下,第六开关Q6和第七开关Q7被断开,但是由于GaN-HEMT的特性,反向导通电流流过第六开关Q6和第七开关Q7。

[0054] 因此,如图6的(c)所示,在第一期间T1中,第一电流I1沿正方向逐渐增大,第二电流I2沿负方向逐渐增大。在第一期间T1中,与通常模式相比,在发热模式下,断开时的栅极电压Voff向负侧增大,因此,由于GaN-HEMT的特性,第六开关Q6和第七开关Q7的由反向导通电流引起的导通损耗比通常模式大。

[0055] 图7的(b)表示第二期间T2的电流路径。在第一全桥电路30中,形成有包括第一开关Q1、第三开关Q3和第一线圈50a的电流路径。另一方面,在第二全桥电路40中,形成有与第一期间T1相同的电流路径。

[0056] 在第二期间T2中,由于第一线圈50a并未与第一低电位侧端子CL1连接,因此,如图6的(c)所示,第一电流I1为0。在第一全桥电路30中,在第一线圈50a中暂时产生使第一端的电位相比于第二端的电位变高的感应电压。由此,在第二线圈50b中暂时产生使第二端的电位相比于第一端的电位变高的感应电压。因此,第二电流I2的符号保持为负,并且其绝对值逐渐减小。在这种情况下,由于GaN-HEMT的特性,与通常模式相比,发热模式的由反向导通电流引起的导通损耗更大。

[0057] 图7的(c)表示第三期间T3的电流路径。在第一全桥电路30中,形成有包括第一高电位侧端子CH1、第一开关Q1、第一线圈50a、第四开关Q4和第一低电位侧端子CL1的电流路径。另一方面,在第二全桥电路40中,形成有包括第二低电位侧端子CL2、第八开关Q8、第二

线圈50b、第五开关Q5和第二高电位侧端子CH2的电流路径。在这种情况下,第五开关Q5和第八开关Q8被断开,但是由于GaN-HEMT的特性,反向导通电流流过第五开关Q5和第八开关Q8。

[0058] 因此,如图6的(c)所示,在第三期间T3中,第一电流I1沿正方向逐渐增大,第二电流I2沿负方向逐渐增大。在第三期间T3中,与通常模式相比,在发热模式下,断开时的栅极电压Voff向负侧增大,因此,由于GaN-HEMT的特性,第五开关Q5和第八开关Q8的由反向导通电流引起的导通损耗比通常模式大。

[0059] 图7的(d)表示第四期间T4的电流路径。在第一全桥电路30中,形成有包括第二开关Q2、第一线圈50a和第四开关Q4的电流路径。另一方面,在第二全桥电路40中,形成有与第三期间T3相同的电流路径。

[0060] 在第四期间T4中,由于第一线圈50a并未与第一高电位侧端子CH1连接,因此,如图6的(c)所示,第一电流I1为0。在第一全桥电路30中,在第一线圈50a中暂时产生使第二端的电位相比于第一端的电位变高的感应电压。由此,在第二线圈50b中暂时产生使第一端的电位相比于第二端的电位变高的感应电压。因此,第二电流I2的符号保持为负,并且其绝对值逐渐减小。在这种情况下,由于GaN-HEMT的特性,与通常模式相比,发热模式的由反向导通电流引起的导通损耗更大。

[0061] 在图6的(c)中,用虚线表示第一期间T1~第四期间T4中的第一电流I1的时间平均值I1ave和第二电流I2的时间平均值I2ave。第一电流平均值I1ave为正的值,第二电流平均值I2ave为负的值。

[0062] 如图6的(d)所示,第一电力P1为正的值,第二电力P2为负的值。这表示在第一期间T1~第四期间T4中,从蓄电池10向供电对象11传输过电力。由于该电力传输,在各开关Q1~Q8等中发生电力的损耗,因此,损耗电力P1+P2为正的值。

[0063] 如图6的(e)所示,可知与通常模式下的损耗电力P1+P2的值相比,发热模式的损耗电力P1+P2变大。这是因为,在发热模式下,与通常模式相比,断开时的栅极电压Voff向负侧增大,因此,由于GaN-HEMT的特性,第五开关Q5~第八开关Q8中的由反向导通电流引起的导通损耗变大。

[0064] 根据以上详述的本实施方式,能够得到以下效果。

[0065] 在本实施方式中,在从蓄电池10向供电对象11进行电力传输的情况下,第五开关Q5~第八开关Q8被断开。此时,伴随反向导通电流流过第五开关Q5~第八开关Q8而产生导通损耗,并且由于该导通损耗而产生热量。通过利用该热量,能够不需要用于使升温对象元件升温的发热装置、或是即使在设置有发热装置的情况下也能使该装置小型化。因此,根据本公开,能够实现电力转换装置20的小型化。

[0066] 另外,本实施方式的第五开关Q5~第八开关Q8由GaN-HEMT构成,因此,具有在流过反向导通电流的情况下,其断开时的栅极电压Voff向负侧越大,产生的导通损耗变得越大的特性。着眼于该特性,在本实施方式中,与设定为通常模式的情况相比,在设定为发热模式的情况下,第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff向负侧增大。由此,能够使设定为发热模式时在第五开关Q5~第八开关Q8中产生的导通损耗比设定为通常模式时大。其结果是,能够增大在电力转换装置20中产生的热量。

[0067] <第一实施方式的变形例1>

以下,对于第一实施方式的变形例1,以与第一实施方式的不同点为中心进行说

明。

[0068] 作为第一开关Q1～第四开关Q4，不限于N沟道MOSFET，也可以是IGBT。在这种情况下，高电位侧端子是集电极，低电位侧端子是发射极。此外，在使用IGBT的情况下，第一全桥电路30包括分别与第一开关Q1～第四开关Q4反向并联连接的续流二极管。在这种情况下，开关和续流二极管的组相当于开关部。

[0069] <第一实施方式的变形例2>

以下，参照附图，以与第一实施方式的不同点为中心对第一实施方式的变形例2进行说明。在第一实施方式中，作为转换电路使用了第一全桥电路30，但是也可以对其进行变更。在本实施方式中，作为转换电路使用了半桥电路。

[0070] 图8是本实施方式的结构图。在图8中，为了方便，对于与先前的图1所示的结构相同的结构，标注相同的符号。电力转换系统包括电力转换装置90。

[0071] 电力转换装置90包括第三电容器91和半桥电路92。在本实施方式中，半桥电路92相当于转换电路。

[0072] 半桥电路92包括第九开关Q9和第十开关Q10。在本实施方式中，第九开关Q9和第十开关Q10是N沟道MOSFET。第九开关Q9的漏极与第一高电位侧端子CH1连接。第九开关Q9的源极与第十开关Q10的漏极连接。第十开关Q10的源极与第一低电位侧端子CL1及第一线圈50a的第二端连接。第一线圈50a的第一端经由第三电容器91与第九开关Q9的源极及第十开关Q10的漏极连接。

[0073] 在本实施方式中，控制部70交替地接通构成半桥电路92的第九开关Q9和第十开关Q10。在这种情况下，第九开关Q9的占空比为0.5。其中，占空比是第九开关Q9的接通时间Ton相对于一个开关周期Tsw的比率(Ton/Tsw)。

[0074] 图9表示本实施方式的通常模式和发热模式下的第五开关Q5～第十开关Q10的操作状态等的推移。图9的(a)的实线表示第九开关Q9的操作状态的推移，虚线表示第十开关Q10的推移。图9的(b)表示第五开关Q5～第八开关Q8的操作状态。图9的(c)表示第一电流I1和第二电流I2的推移。

[0075] 以下，使用图9和图10对本实施方式的通常模式和发热模式下的升温控制进行说明。

[0076] 如图9的(a)所示，在本实施方式的通常模式和发热模式下，在一个开关周期Tsw中，出现第五期间T5～第八期间T8。第五期间T5和第八期间T8是第九开关Q9接通且第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8、第十开关Q10断开的期间。第六期间T6和第七期间T7是第十开关Q10接通且第五开关Q5、第六开关Q6、第七开关Q7、第八开关Q8、第九开关Q9断开的期间。这样，在本实施方式中，构成第二全桥电路40的第五开关Q5～第八开关Q8也被固定为断开，因此，产生由反向导通电流引起的导通损耗。

[0077] 图10的(a)表示第五期间T5的电流路径。在半桥电路92中，形成有包括第一高电位侧端子CH1、第九开关Q9、第三电容器91、第一线圈50a和第一低电位侧端子CL1的电流路径。另一方面，在第二全桥电路40中，形成有与第三期间T3相同的电流路径。

[0078] 由此，如图9的(c)所示，在第五期间T5中，第一电流I1沿正方向逐渐增大。另一方面，第二电流I2沿负方向逐渐增大。

[0079] 图10的(b)表示第六期间T6的电流路径。在半桥电路92中，形成有包括第十开关

Q10、第三电容器91和第一线圈50a的电流路径。在第二全桥电路40中，形成有与第五期间T5相同的电流路径。

[0080] 在第六期间T6中，由于第一线圈50a并未与第一高电位侧端子CH1连接，因此，如图9的(c)所示，第一电流I1为0。在半桥电路92中，在第一线圈50a中暂时产生使第二端的电位相比于第一端的电位变高的感应电压。由此，在第二线圈50b中暂时产生使第一端的电位相比于第二端的电位变高的感应电压。因此，第二电流I2的符号保持为负，并且其绝对值逐渐减小。

[0081] 图10的(c)表示第七期间T7的电流路径。在半桥电路92中，反方向的电流在与第六期间T6相同的电流路径中流动。在第二全桥电路40中，形成有包括第二低电位侧端子CL2、第六开关Q6、第二线圈50b、第七开关Q7和第二高电位侧端子CH2的电流路径。

[0082] 在第七期间T7中，由于第一线圈50a并未与第一高电位侧端子CH1连接，因此，如图9的(c)所示，第一电流I1为0。由于在半桥电路92中释放第三电容器91所存储的电荷，因此，电流在与第六期间T6相反的方向上流动。因此，在第二线圈50b中产生使第二端的电位相比于第一端的电位变高的感应电压。因此，第二电流I2沿负方向逐渐增大。

[0083] 图10的(d)表示第八期间T8的电流路径。在半桥电路92中，形成有包括第一低电位侧端子CL1、第二线圈50b、第三电容器91、第九开关Q9和第一高电位侧端子CH1的电流路径。在第二全桥电路40中，形成有与第七期间T7相同的电流路径。

[0084] 在第八期间T8中，在第一线圈50a中暂时产生使第一端的电位相比于第二端的电位变高的感应电压。因此，如图9的(c)所示，第一电流I1的符号为负，并且其绝对值逐渐减小。另一方面，在第二线圈50b中暂时产生使第二端的电位相比于第一端的电位变高的感应电压。因此，第二电流I2的符号保持为负，并且其绝对值逐渐减小。

[0085] 这样，即使在作为转换电路的构成而使用了半桥电路92的情况下，也能够将从蓄电池10供给的直流电压转换为交流电压。因此，能够使用该交流电压使反向导通电流流过构成第二全桥电路40的第五开关Q5～第八开关Q8。

[0086] 因此，在以上详述的本实施方式中，也能够得到与第一实施方式相同的效果。

[0087] 另外，在本实施方式中，作为第十开关Q10，不限于N沟道MOSFET，也可以是IGBT。

[0088] <第二实施方式>

以下，参照附图，以与第一实施方式的不同点为中心对第二实施方式进行说明。在第一实施方式中，在电力转换装置20的结构中使用了全桥电路，但是也可以对其进行变更。在本实施方式中，将电力转换装置的结构设为升压斩波电路。

[0089] 图11表示本实施方式的结构图。在图11中，为了方便，对于与先前的图1所示的结构相同的结构，标注相同的符号。电力转换系统包括蓄电池10、供电对象11、电容器12和电力转换装置100。

[0090] 电力转换装置100包括第一高电位侧端子CH1、第一低电位侧端子CL1、第二高电位侧端子CH2、第二低电位侧端子CL2、半桥电路101和电抗器102。

[0091] 半桥电路101包括第十一开关Q11和第十二开关Q12。在本实施方式中，第十一开关Q11是GaN-HEMT，第十二开关Q12是IGBT。第十一开关Q11的漏极与第二高电位侧端子CH2连接。第十一开关Q11的源极与第十二开关Q12的集电极连接。第十二开关Q12的发射极与第一低电位侧端子CL1及第二低电位侧端子CL2连接。第二高电位侧端子CH2经由电容器12与第

二低电位侧端子CL2连接。另外，第二高电位侧端子CH2经由供电对象11与第二低电位侧端子CL2连接。

[0092] 此外，第十二开关Q12与作为续流二极管的二极管D反向并联连接。作为第十二开关Q12，不限于IGBT，也可以使用N沟道MOSFET。在这种情况下，也可以不包括二极管D。

[0093] 电抗器102的第一端与第一高电位侧端子CH1连接。电抗器102的第二端与第十一开关Q11的源极及第十二开关Q12的集电极连接。第一高电位侧端子CH1与蓄电池10的正极端子连接，蓄电池10的负极端子与第一低电位侧端子CL1连接。

[0094] 电力转换系统包括第一电流传感器60、第一电压传感器61、第二电流传感器62、第二电压传感器63和温度传感器64。上述传感器的检测对象与第一实施方式相同。

[0095] 控制部70基于各检测值I1、V1、I2、V2、T，向第十一开关Q11和第十二开关Q12的栅极输出驱动信号，从而使第十一开关Q11和第十二开关Q12接通断开。在此，在本实施方式中，第一电流I1的符号的定义与第一实施方式相同，但是第二电流I2在电流从第二高电位侧端子CH2向供电对象11方向流动时为正，在电流沿其相反方向流动时为负。

[0096] 图12是本实施方式中的控制部70所实施的控制框图。控制部70包括电压控制器82。电压控制器82包括电压偏差计算部83、反馈控制部77和占空比计算部84。

[0097] 电压偏差计算部83从指令电压V2\*减去作为第二电压传感器63的检测电压的第二电压V2，从而计算出电压偏差 $\Delta V2$ 。

[0098] 反馈控制部77计算出第十二开关Q12的占空比，以作为用于将计算出的电压偏差 $\Delta V2$ 反馈控制为0的操作量。

[0099] 在占空比计算部84中，将由反馈控制部77计算出的占空比与前馈项( $V2* - V1$ )/ $V2*$ 相加并作为最终的第十二开关Q12的占空比。该第十二开关Q12的占空比被输出到PWM生成部79。

[0100] PWM生成部79生成第十一开关Q11和第十二开关Q12的驱动信号，并输出到栅极电压修正部85。在本实施方式中，第十一开关Q11被断开。另外，基于第十二开关Q12的占空比，第十二开关Q12被接通断开。

[0101] 栅极电压修正部85基于从栅极电压设定部81接收的指令，进行第十一开关Q11的断开时的栅极电压Voff的修正。之后，栅极电压修正部85将驱动信号向第十一开关Q11和第十二开关Q12输出。

[0102] 与第一实施方式同样地，栅极电压设定部81设定第十一开关Q11的断开时的栅极电压Voff。

[0103] 图13表示由控制部70执行的处理的步骤。该处理例如以规定的控制周期反复执行。另外，在图13中，为了方便，对于与先前的图5所示的处理相同的处理，标注相同的符号。

[0104] 在步骤S10中作出否定判断的情况下，作为不存在发热量的增大请求的情况，前进到步骤S17，将控制模式设定为通常模式。在通常模式下，在下一步骤S18中，将第十一开关Q11的断开时的栅极电压Voff设定为第一断开电压Va。

[0105] 在步骤S10中作出肯定判断的情况下，作为存在发热量的增大请求的情况，前进到步骤S19，将控制模式设定为发热模式。在发热模式下，在下一步骤S20中，将第十一开关Q11的断开时的栅极电压Voff设定为第二断开电压V $\beta$ 。在此，第二断开电压V $\beta$ 是比第一断开电压Va更向负侧增大的值。

[0106] 在步骤S21中,设定指令电压V2\*的值。

[0107] 在步骤S22中,将第十一开关Q11断开,对第十二开关Q12的占空比进行控制,以使第二电压V2被控制为指令电压V2\*。

[0108] 图14表示通常模式和发热模式下的第十一开关Q11和第十二开关Q12的操作状态等的推移。图14的(a)的实线表示第十一开关Q11的操作状态的推移,虚线表示第十二开关Q12的操作状态的推移。图14的(b)表示第一电压V1和第二电压V2。图14的(c)表示第一电流I1和第二电流I2的推移。图14的(d)表示第一电力P1、第二电力P2和损耗电力P1+P2。在此,在本实施方式中,第二电力P2在从电力转换装置100向供电对象11供给时设为正。因此,从第一电力P1减去第二电力P2后的值为损耗电力P1-P2。

[0109] 如图14的(d)所示,发热模式的损耗电力P1-P2大于通常模式的损耗电力P1-P2。这是因为,在本实施方式中,在发热模式下,与通常模式相比,断开时的栅极电压Voff向负侧增大,因此,由于GaN-HEMT的特性,第十一开关Q11中的由反向导通电流引起的导通损耗变大。

[0110] 在以上详述的本实施方式中,也能够实现与第一实施方式相同的效果。

[0111] <第三实施方式>

以下,参照附图,以与第一实施方式的不同点为中心对第三实施方式进行说明。在本实施方式中,改变栅极电压设定部81对发热模式下的断开时的栅极电压Voff进行设定的方法。

[0112] 在本实施方式的发热模式下,栅极电压设定部81基于环境温度T来控制第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff。

[0113] 图15表示栅极电压设定部81所实施的电压控制方法。上限温度TL是根据升温对象元件的耐热性等设定的温度,例如设定为升温对象元件的允许上限温度。在环境温度T达到设定为相对于上限温度TL较低的温度的限制开始温度TC以上时,栅极电压设定部81将第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff设定为与环境温度T对应的值。详细而言,在环境温度T超过限制开始温度TC的情况下,环境温度T越接近上限温度TL,栅极电压设定部81使第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff越接近第一断开电压Va。在环境温度T达到限制开始温度TC的情况下,栅极电压设定部81将第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff设定为第一断开电压Va。这样设定的第五开关Q5~第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff被输出到栅极电压修正部80。

[0114] 此外,在环境温度T为上限温度TL以上的情况下,断开时的栅极电压Voff被设定为第一断开电压Va。另外,在环境温度T为限制开始温度TC以下的情况下,断开时的栅极电压Voff被设定为第二断开电压Vβ。

[0115] 这样,在环境温度T超过限制开始温度TC的情况下,基于环境温度T逐渐地降低第五开关Q5~第八开关Q8的栅极电压Voff,从而能够降低由反向导通电流引起的发热。其结果是,能够防止环境温度T超过上限温度TL。

[0116] <第三实施方式的变形例>

以下,参照附图,以与第三实施方式的不同点为中心对第三实施方式的变形例进行说明。在本实施方式中,作为栅极电压设定部81对发热模式下的断开时的栅极电压Voff进行设定的方法,使用反馈控制。

[0117] 图16是本实施方式的发热模式下的栅极电压设定部81所实施的控制框图。栅极电压设定部81包括温度控制器86。温度控制器86包括温度偏差计算部87、反馈控制部88和限制器89。

[0118] 温度偏差计算部87通过从目标温度T\*中减去环境温度T,从而计算出温度偏差 $\Delta T$ 。另外,在本实施方式中,目标温度T\*相当于指令温度。

[0119] 反馈控制部88对第五开关Q5～第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff进行计算,以作为用于将计算出的温度偏差 $\Delta T$ 反馈控制为0的操作量。例如,在使环境温度T上升的情况下,使断开时的栅极电压Voff向负侧增大。另一方面,在使环境温度T下降的情况下,使断开时的栅极电压Voff的绝对值降低。在本实施方式中,使用比例积分控制作为该反馈控制。另外,在反馈控制部88中使用的反馈控制不限于比例积分控制,例如也可以是比例积分微分控制。

[0120] 由反馈控制部88计算出的第五开关Q5～第八开关Q8的断开时的栅极电压Voff通过限制器89限制上限值或下限值,并输出到栅极电压修正部80。此外,在本实施方式中,上限值是第一断开电压Va,下限值是根据第五开关Q5～第八开关Q8的特性决定的电压。

[0121] 这样,通过基于环境温度T对第五开关Q5～第八开关Q8的栅极电压Voff进行反馈控制,能够将环境温度T控制为目标温度T\*。

#### [0122] <第四实施方式>

以下,参照附图,以与第一实施方式的不同点为中心对第四实施方式进行说明。在本实施方式中,控制部70将第五开关Q5和第六开关Q6的断开时的栅极电压Voff从第二断开电压V $\beta$ 暂时切换为第一断开电压Va。

[0123] 图17表示固定断开时的栅极电压Voff的情况和暂时切换断开时的栅极电压Voff的情况下的各开关Q1～Q8的操作状态等的推移。图17的(a)表示第一开关Q1和第四开关Q4的操作状态的推移。第一开关Q1和第四开关Q4的操作状态被翻转后的操作状态成为第二开关Q2和第三开关Q3的操作状态。图17的(b)表示第五开关Q5～第八开关Q8的操作状态的推移。在本实施方式中,第五开关Q5～第八开关Q8也被断开。图17的(c)表示第五开关Q5和第六开关Q6的断开时的栅极电压Voff的推移。图17的(d)表示第一电流I1和第二电流I2的推移。

[0124] 如图17的(c)所示,在Voff固定的情况下,控制部70将第五开关Q5和第六开关Q6的断开时的栅极电压Voff固定为第二断开电压V $\beta$ 。另一方面,在存在Voff切换的情况下,控制部70将断开时的栅极电压Voff从第二断开电压V $\beta$ 暂时切换为第一断开电压Va。例如,在图17的(a)所示的第九期间T9和第十期间T10中,控制部70将第六开关Q6的断开时的栅极电压Voff控制为第一断开电压Va。

[0125] 第九期间T9的各开关Q1～Q8的操作状态与第一期间T1相同。

[0126] 第九期间T9的电流路径与第一期间T1相同。在这种情况下,将第六开关Q6的断开时的栅极电压Voff从第二断开电压V $\beta$ 切换为第一断开电压Va,从而使第六开关Q6的电压下降量变小。由此,由于第六开关Q6的导通损耗变小,因此,如图17的(d)所示,与Voff固定的情况下相比,在存在Voff切换的情况下,第二电流I2向负侧增加的速度变快。

[0127] 第十期间T10的各开关Q1～Q8的操作状态与第三期间T3相同。

[0128] 第十期间T10的电流路径与第三期间T3相同。在这种情况下,将第五开关Q5的断开

时的栅极电压V<sub>off</sub>从第二断开电压V<sub>B</sub>切换为第一断开电压V<sub>a</sub>,从而使第五开关Q5的电压下降量变小。在这种情况下,由于第五开关Q5的导通损耗变小,因此,如图17的(d)所示,与V<sub>off</sub>固定的情况下,在存在V<sub>off</sub>切换的情况下,第二电流I<sub>2</sub>向负侧增加的速度变快。

[0129] 这样,在本实施方式中,控制部70在使第五开关Q5~第八开关Q8断开的期间内,设置将流过反向导通电流的开关的断开时的栅极电压V<sub>off</sub>暂时切换为第一断开电压V<sub>a</sub>的期间。由此,即使在无法充分地确保第一电压V<sub>1</sub>与第二电压V<sub>2</sub>之差的情况下,由于在该期间中的反向导通电流增大,因此,即使之后使断开时的栅极电压V<sub>off</sub>返回至第二断开电压V<sub>B</sub>,也可以使反向导通电流流过第五开关Q5~第八开关Q8。其结果是,能够增大由反向导通电流引起的导通损耗,因此,能够增大在电力转换装置20中产生的热量。

[0130] 此外,在本实施方式中,将暂时切换断开时的栅极电压V<sub>off</sub>的值设为第一断开电压V<sub>a</sub>,但是该值不限于第一断开电压V<sub>a</sub>,还可以向导通损耗降低的方向调节,以对反向导通电流的大小进行调节。

[0131] 另外,在增加了暂时切换断开时的栅极电压V<sub>off</sub>的时间宽度的情况下,反向导通电流增加,但是由反向导通电流引起的发热量减少。因此,若增加暂时切换断开时的栅极电压V<sub>off</sub>的时间宽度,则针对每一个开关周期的发热量在迎来极大值之后转为减少。通过预先设计这样的特性或者随时实施与发热量对应的时间宽度的反馈控制,也可以将暂时切换断开时的栅极电压V<sub>off</sub>的时间宽度设定为能得到期望的发热量的时间宽度。

[0132] <第五实施方式>

以下,参照附图,以与第一实施方式的不同点为中心对第五实施方式进行说明。在第五实施方式中,改变发热模式下的开关模式。在第一实施方式中,在发热模式下,第五开关Q5~第八开关Q8被断开,但是在本实施方式中,第五开关Q5~第八开关Q8被接通断开。

[0133] 图18表示本实施方式的发热模式下的各开关Q1~Q8的操作状态等的推移。图18的(a)的实线表示第一开关Q1的操作状态的推移。第一开关Q1的操作状态被翻转后的操作状态成为第二开关Q2的操作状态。图18的(a)的虚线表示第四开关Q4的操作状态。第四开关Q4的操作状态被翻转后的操作状态成为第三开关Q3的操作状态。图18的(b)的实线表示第五开关Q5的操作状态的推移。第五开关Q5的操作状态被翻转后的操作状态成为第六开关Q6的操作状态。图18的(b)的虚线表示第八开关Q8的操作状态的推移。第八开关Q8的操作状态被翻转后的操作状态成为第七开关Q7的操作状态。

[0134] 通过控制电路间相位Φ21来调节第一全桥电路30与第二全桥电路40之间的传输电力。在此,电路间相位Φ21是第四开关Q4向接通切换的时刻与第八开关Q8向接通切换的时刻之间的相位差。

[0135] 图18的(c)表示第五开关Q5和第八开关Q8的栅极电压的推移。V<sub>on1</sub>表示通常模式下的接通时的栅极电压,V<sub>on2</sub>表示发热模式下的接通时的栅极电压。发热模式下的接通时的栅极电压V<sub>on2</sub>比通常模式下的接通时的栅极电压V<sub>on1</sub>降低。另外,V<sub>off1</sub>表示通常模式下的断开时的栅极电压,V<sub>off2</sub>表示发热模式下的断开时的栅极电压。发热模式下的断开时的栅极电压V<sub>off2</sub>比通常模式下的断开时的栅极电压V<sub>off1</sub>向负侧增大。例如,在图18的(a)所示的第十一期间T11中,第五开关Q5和第八开关Q8的接通时的栅极电压被设定为V<sub>on2</sub>。另外,在第十二期间T12中,第五开关Q5的接通时的栅极电压被设定为V<sub>on2</sub>,第八开关Q8的断开时的栅极电压被设定为V<sub>off2</sub>。

[0136] 第十一期间T11是第一开关Q1、第四开关Q4、第五开关Q5、第八开关Q8接通且第二开关Q2、第三开关Q3、第六开关Q6、第七开关Q7断开的期间。

[0137] 如图19的(a)所示,第十一期间T11的电流路径与第三期间T3相同。但是,与第三期间T3不同的是第五开关Q5和第八开关Q8接通。因此,控制部70通过将流过反向导通电流的第五开关Q5和第八开关Q8的接通时的栅极电压设定为比通常模式下的接通时的栅极电压Von1小的Von2,能够增大反向导通时的导通损耗。

[0138] 第十二期间T12是第二开关Q2、第三开关Q3、第五开关Q5、第七开关Q7接通且第一开关Q1、第四开关Q4、第六开关Q6、第八开关Q8断开的期间。

[0139] 图19的(b)表示第十二期间T12的电流路径。在第二全桥电路40中,形成有包括第二线圈50b、第七开关Q7和第五开关Q5的电路。在这种情况下,控制部70通过将流过正向导通电流的第五开关Q5的接通时的栅极电压设定为比通常模式下的接通时的栅极电压Von1小的Von2,能够增大正向导通时的导通损耗。

[0140] 能够通过降低接通时的栅极电压来增大反向导通时的导通损耗是由于图3所示的流过GaN-HEMT的反向导通电流的特性。另外,图20表示降低了第五开关Q5~第八开关Q8的接通时的栅极电压时的正向导通电流量和电压下降量的特性。图20中的箭头表示降低接通时的栅极电压。在降低接通时的栅极电压时,可知相对于相同的正向导通电流量的电压下降量增大。

[0141] 这样,在本实施方式中,通过使发热模式下的接通时的栅极电压比通常模式降低,能够增大第五开关Q5~第八开关Q8的电压下降量,并且增大导通损耗。

[0142] 另外,通过降低接通时的栅极电压的大小,能够降低接通时的栅极电压与向负侧增大的断开时的栅极电压之差,因此,也能够降低施加于第五开关Q5~第八开关Q8的应力。其结果是,能够抑制第五开关Q5~第八开关Q8劣化。

#### [0143] <第六实施方式>

以下,参照附图,以与第一实施方式的不同点为中心对第六实施方式进行说明。在第一实施方式中,在通常模式下,将第五开关Q5~第八开关Q8断开,但是也可以对其进行变更。在本实施方式中,在通常模式下将第五开关Q5~第八开关Q8接通断开。

[0144] 图21表示通常模式下的控制部70所实施的控制框图。在图21中,为了方便,对于与先前的图2相同的结构,标注相同的符号。在本实施方式中,反馈控制部77计算出电路间相位 $\phi_{21}$ ,以作为用于将电流偏差 $\Delta I_2$ 反馈控制为0的操作量。在本实施方式中,电路间相位 $\phi_{21}$ 被限制于从 $0^\circ$ 到规定相位为止的范围内,在该范围内,值越大,从蓄电池10到供电对象11的传输电力越大。

[0145] PWM生成部79基于电路间相位 $\phi_{21}$ 生成各开关Q1~Q8的驱动信号。

[0146] 栅极电压修正部80从栅极电压设定部81接收到将断开时的栅极电压设为 $V_{off}=V_\alpha$ 的指令,并对第五开关Q5~第八开关Q8的栅极电压 $V_{off}$ 进行修正。之后,栅极电压修正部80将驱动信号向各开关Q1~Q8的栅极输出。

[0147] 图22表示通常模式下的各开关Q1~Q8的操作状态的推移。图22的(a)的实线表示第一开关Q1的操作状态的推移。第一开关Q1的操作状态被翻转后的操作状态成为第二开关Q2的操作状态。图22的(a)的虚线表示第三开关Q3的操作状态的推移。第三开关Q3的操作状态被翻转后的操作状态成为第四开关Q4的操作状态。图22的(b)的实线表示第五开关Q5的

操作状态的推移。第五开关Q5的操作状态被翻转后的操作状态成为第六开关Q6的操作状态。图22的(b)的虚线表示第七开关Q7的操作状态的推移。第七开关Q7的操作状态被翻转后的操作状态成为第八开关Q8的操作状态。第一开关Q1向接通切换的时刻与第五开关Q5向接通切换的时刻之间的相位差为电路间相位 $\Phi 21$ 。

[0148] 在本实施方式中,也能得到与第一实施方式相同的效果。

[0149] <第七实施方式>

以下,参照附图,以与第一实施方式的不同点为中心对第七实施方式进行说明。在第七实施方式中,对第一实施方式的结构追加热传递部。

[0150] 图23示出了本实施方式的结构图。在图23中,为了方便,对于与先前的图1所示的结构相同的结构,标注相同的符号。电力转换装置20包括热传递部110。在本实施方式中,热传递部110构成为将各开关Q1~Q8、变压器50和供电对象11作为热交换对象元件,能将在热交换对象元件中产生的热量吸收。热传递部110将所吸收的热量传递到升温对象元件,使升温对象元件升温。升温对象元件例如是供电对象11。

[0151] 作为热传递部110,例如,也可以包括使冷却水在热交换对象元件与升温对象元件之间循环的循环路径,经由该冷却水使升温对象元件升温。此外,作为热传递部110,除此之外,例如也可以使用气体(空气)作为冷却流体。此外,作为热传递部110,例如,也可以不使用冷却流体,而是与热交换对象元件及升温对象元件抵接的散热器等构成构件。

[0152] 由此,能够回收伴随电力转换而产生的热量并传递到升温对象元件,因此,能够有效地使升温对象元件的温度上升。

[0153] <其他实施方式>

另外,上述各实施方式也可进行以下变更来实施。

[0154] • 在第三实施方式、第三实施方式的变形例、第四实施方式和第五实施方式中,使用了第一实施方式的电力转换装置20的电路结构,但是即使使用第一实施方式的变形例2所示的电力转换装置90的电路结构,也能得到相同的效果。

[0155] • 本公开所记载的控制部及其方法也可以通过专用计算机来实现,该专用计算机通过构成处理器和存储器而提供,上述处理器被编程为执行由计算机程序具体化的一个至多个功能。或者,也可以是,本公开所记载的控制部及其方法通过专用计算机来实现,该专用计算机是通过由一个以上的专用硬件逻辑电路构成处理器而提供的。或者,本公开所记载的控制部及其方法也可以由一个以上的专用计算机来实现,该专用计算机通过被编程为执行一个至多个功能的处理器及存储器与由一个以上硬件逻辑电路构成的处理器的组合构成。此外,计算机程序也可以被存储于计算机可读的非暂时性有形存储介质,以作为由计算机执行的指令。

[0156] 虽然基于实施例对本公开进行了记述,但是应当理解为本公开并不限定于上述实施例、结构。本公开也包含各种各样的变形例、等同范围内的变形。除此之外,各种各样的组合、方式、进一步在此基础上包括有仅单个要素、其以上或以下的其他组合、方式也属于本公开的范畴、思想范围。

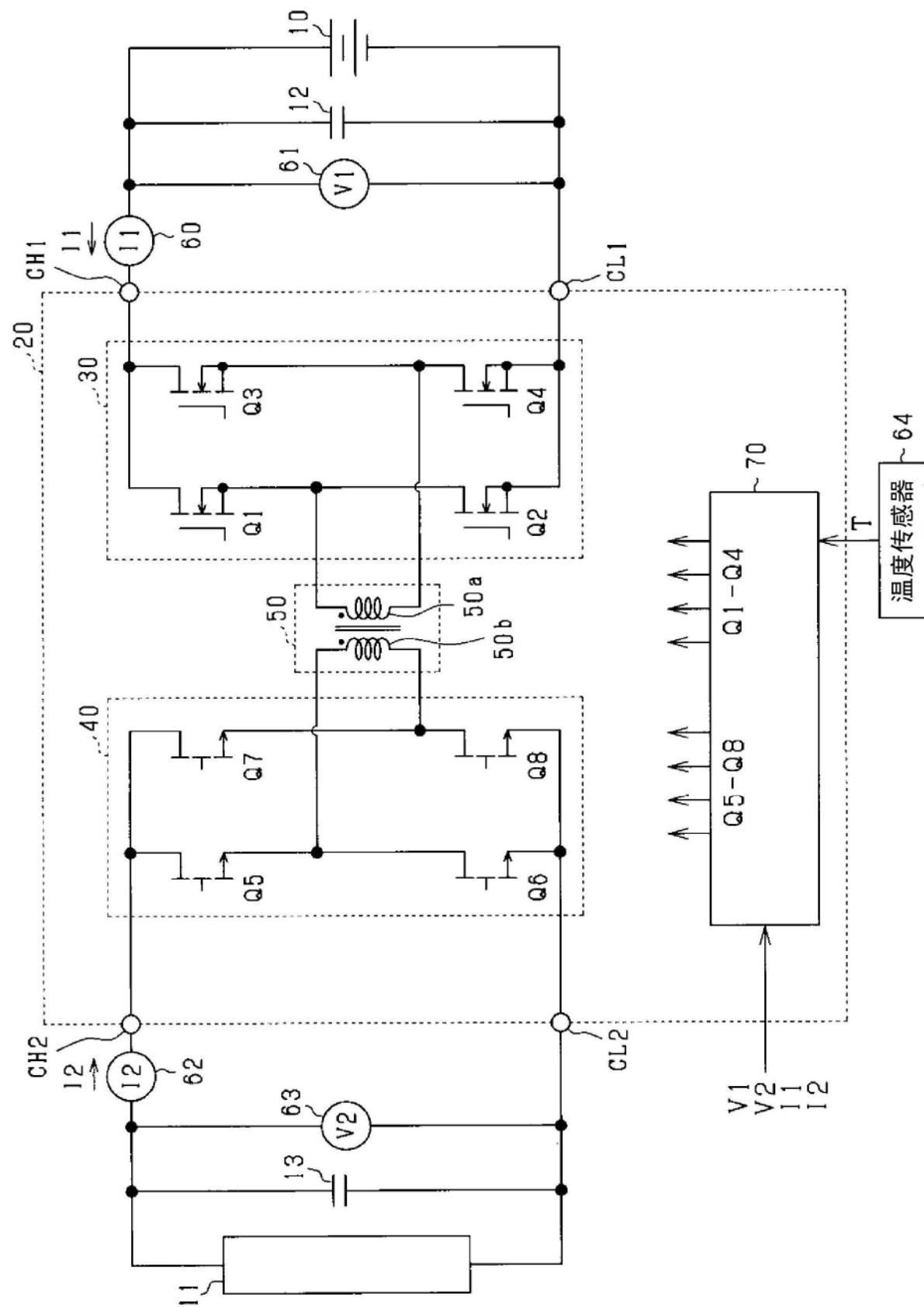


图1

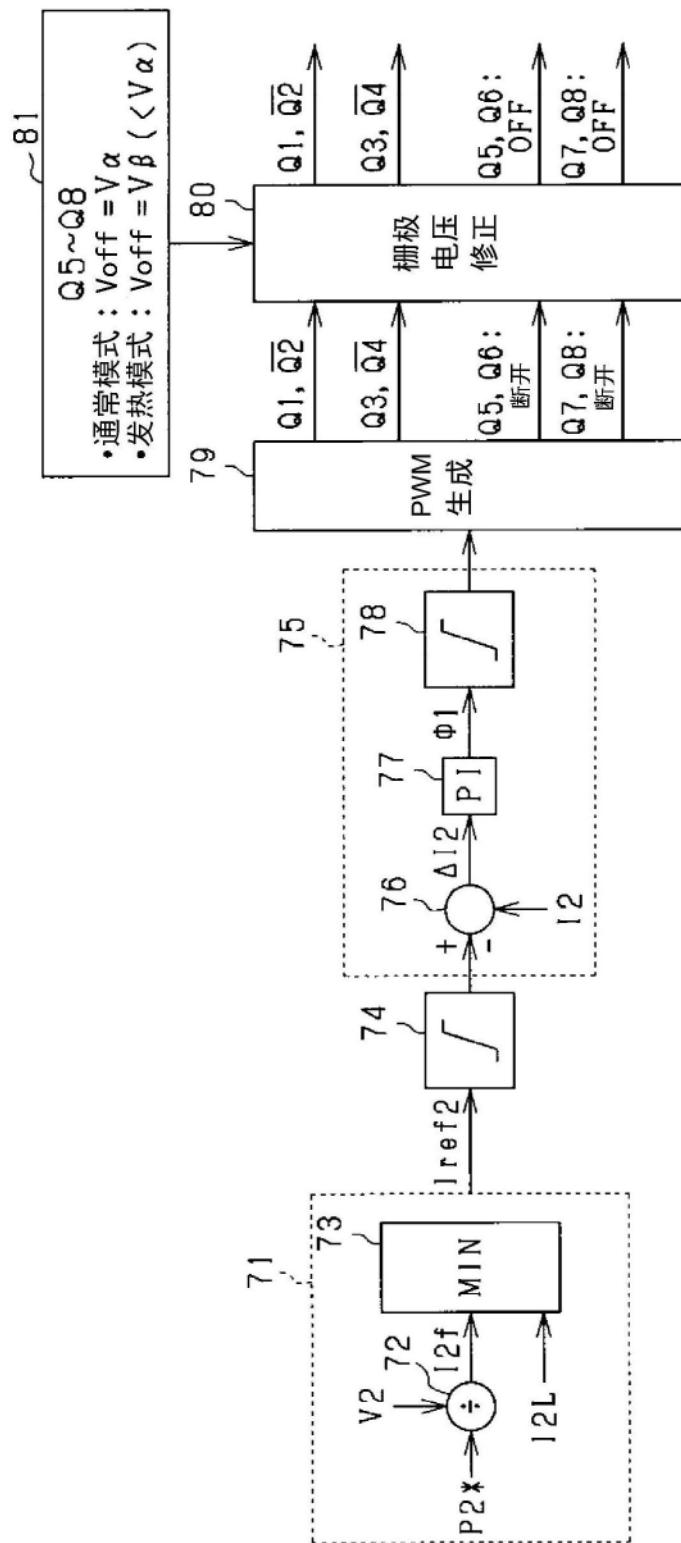


图2

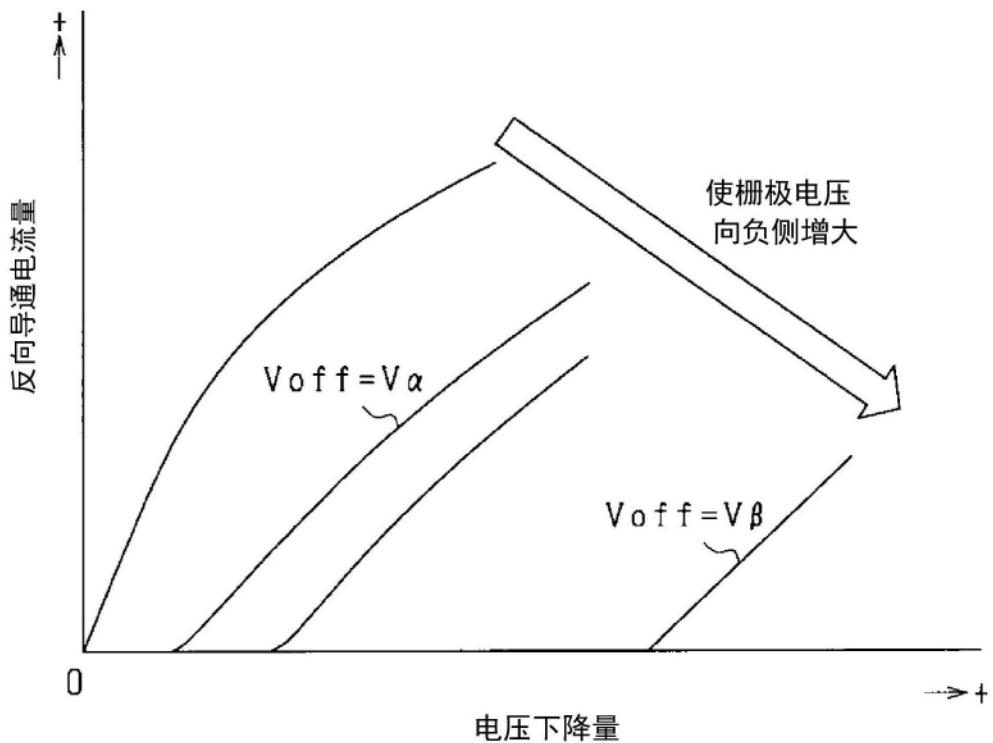


图3

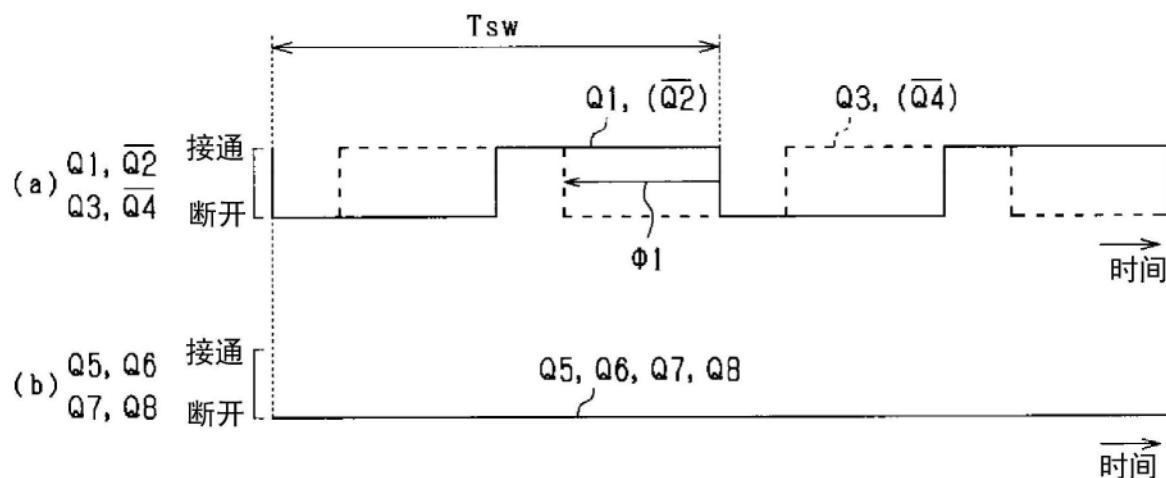


图4

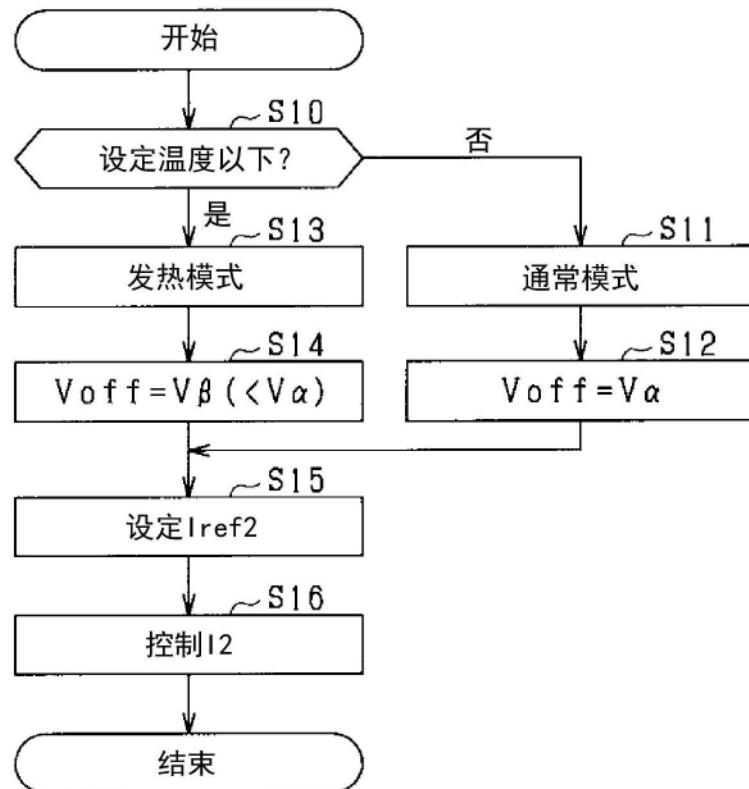
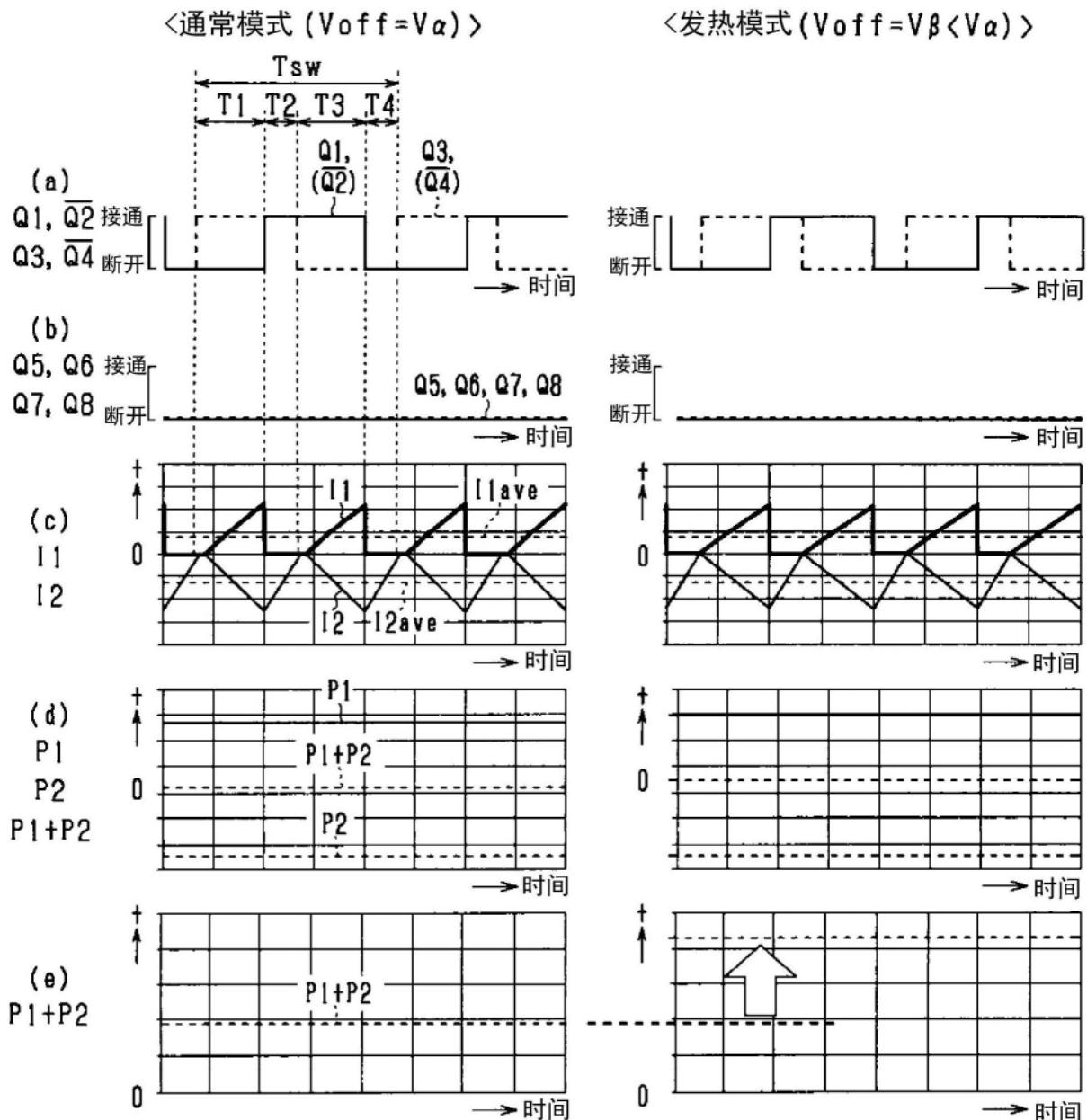
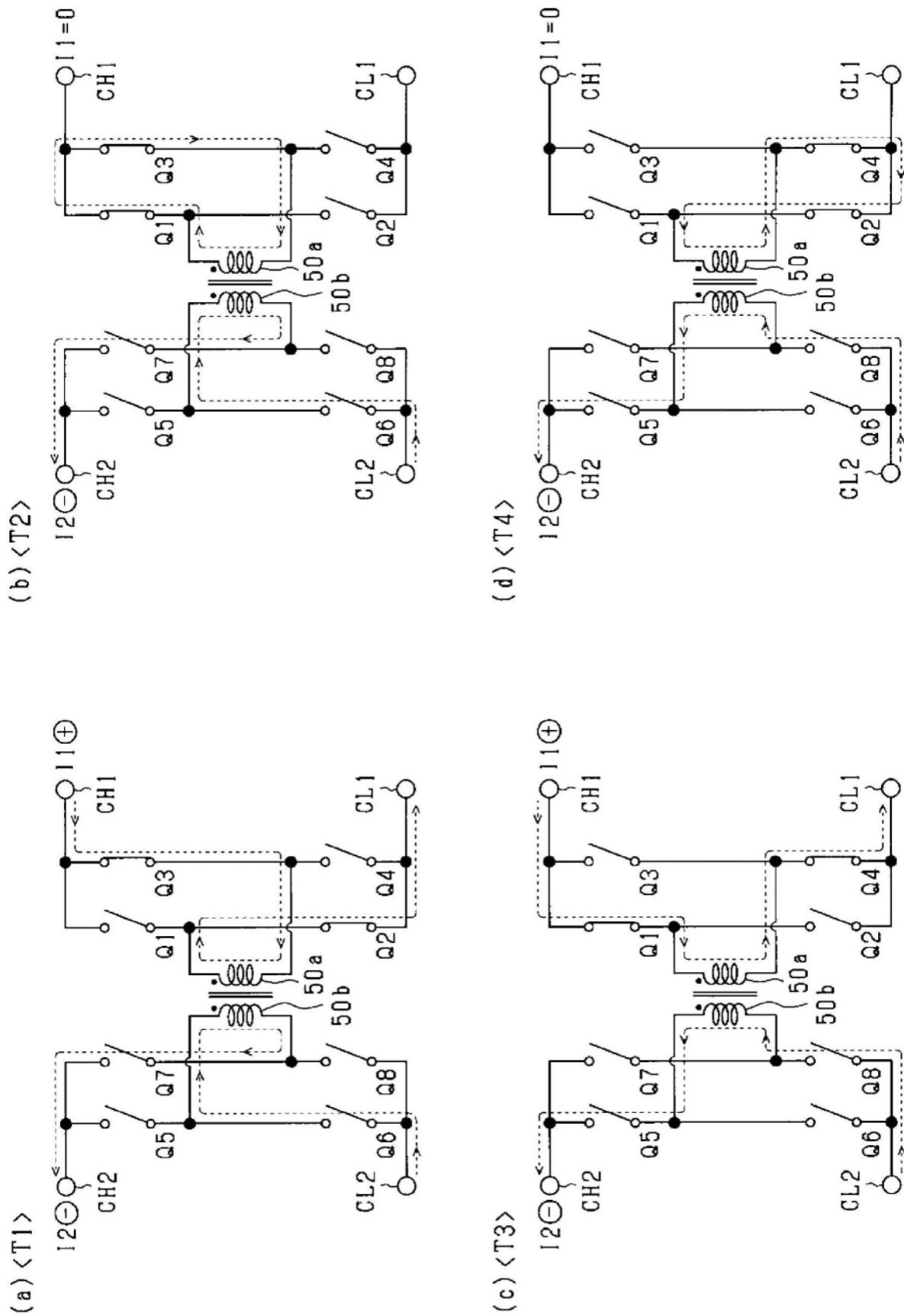


图5



冬 6



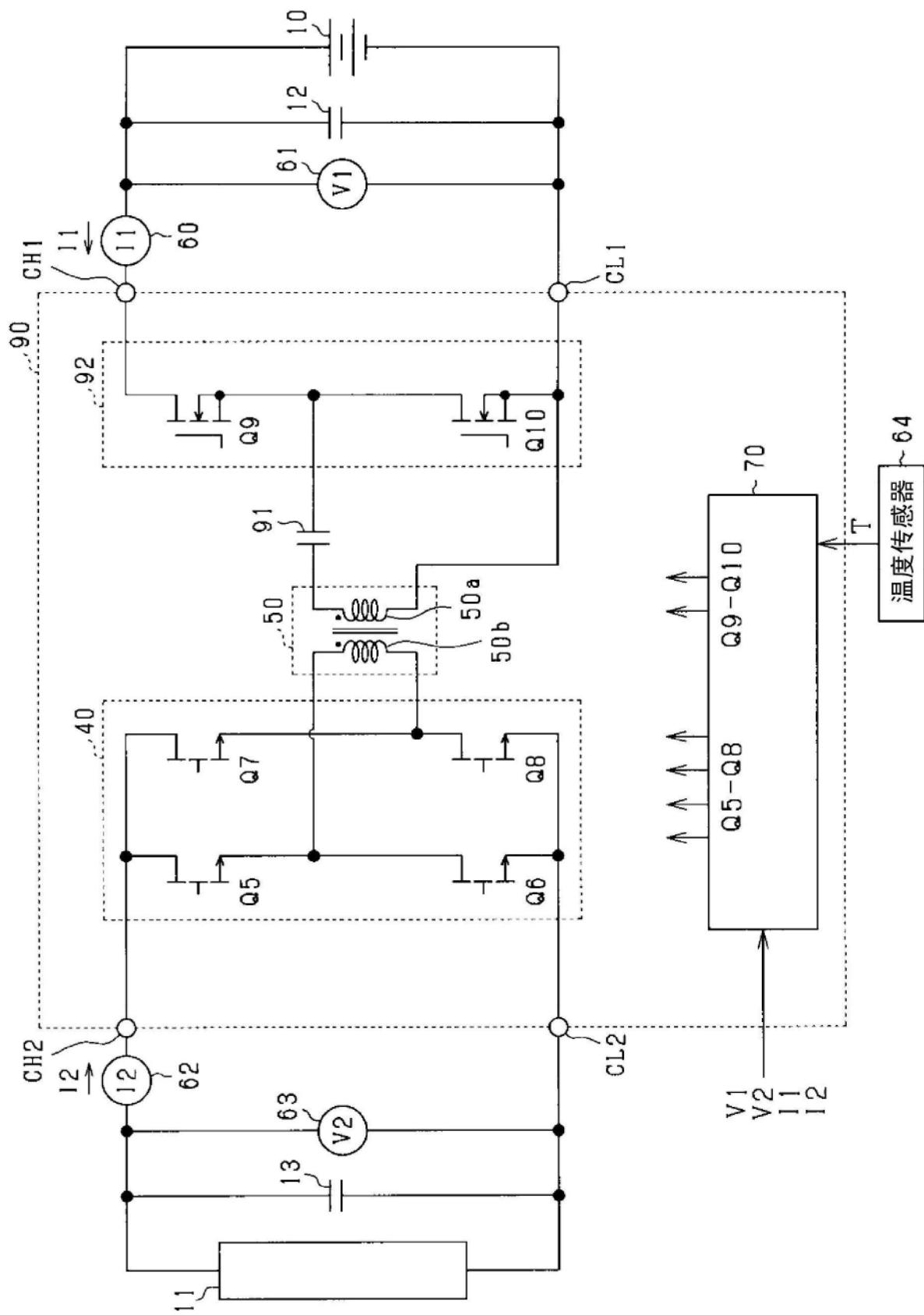


图8

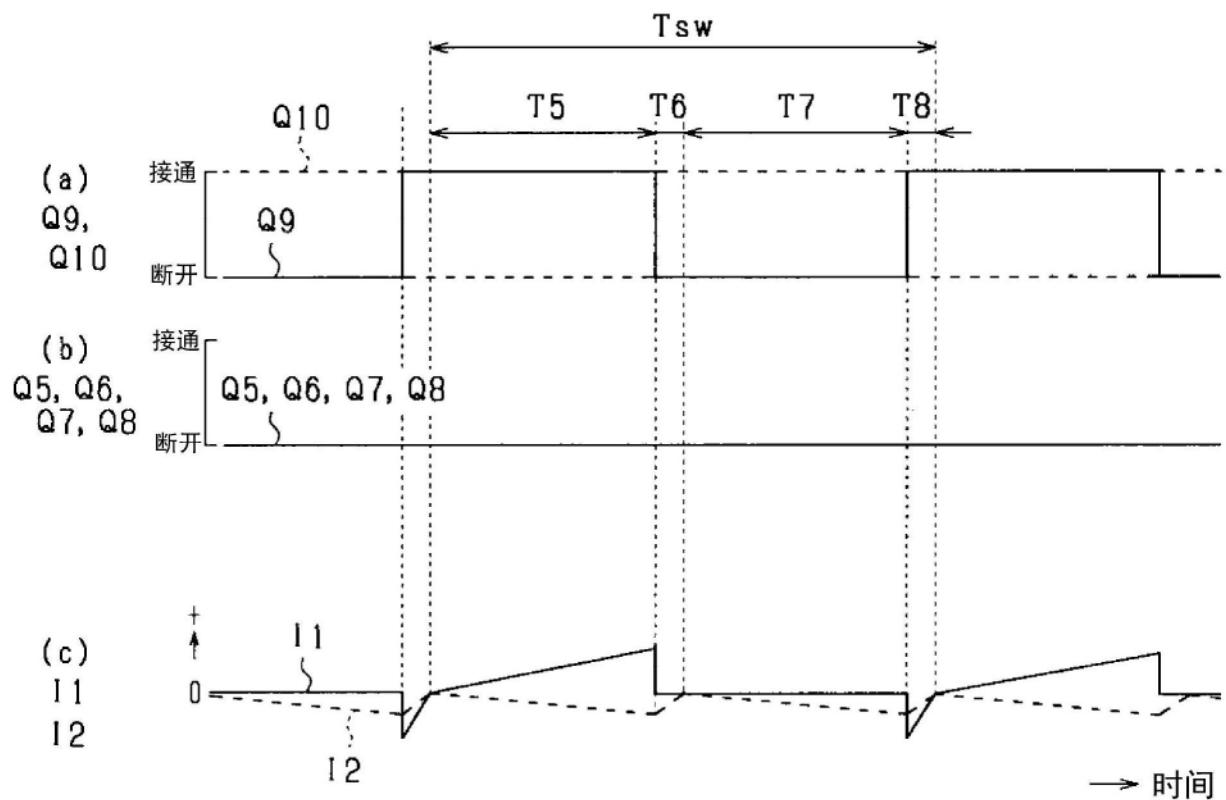
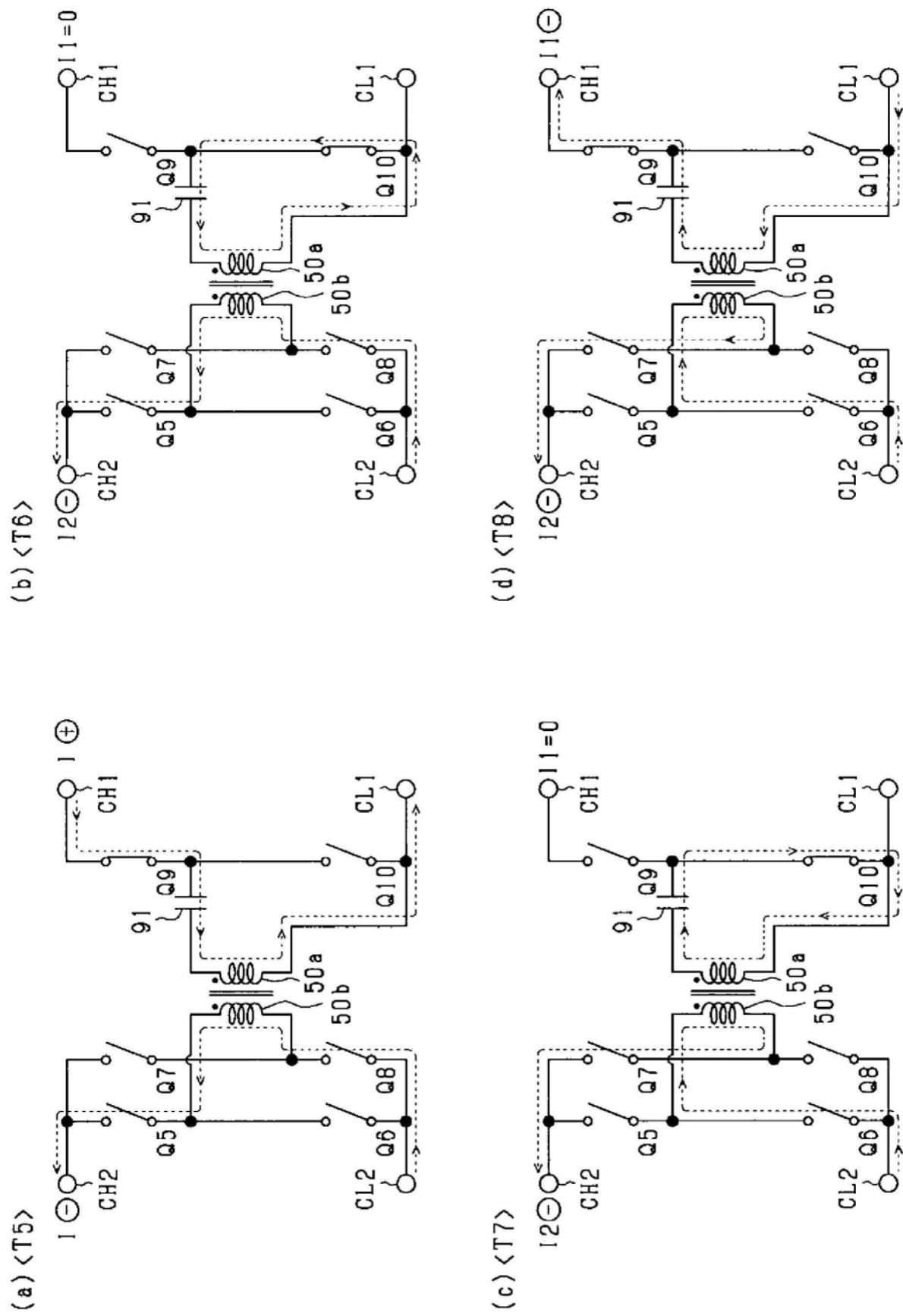


图9



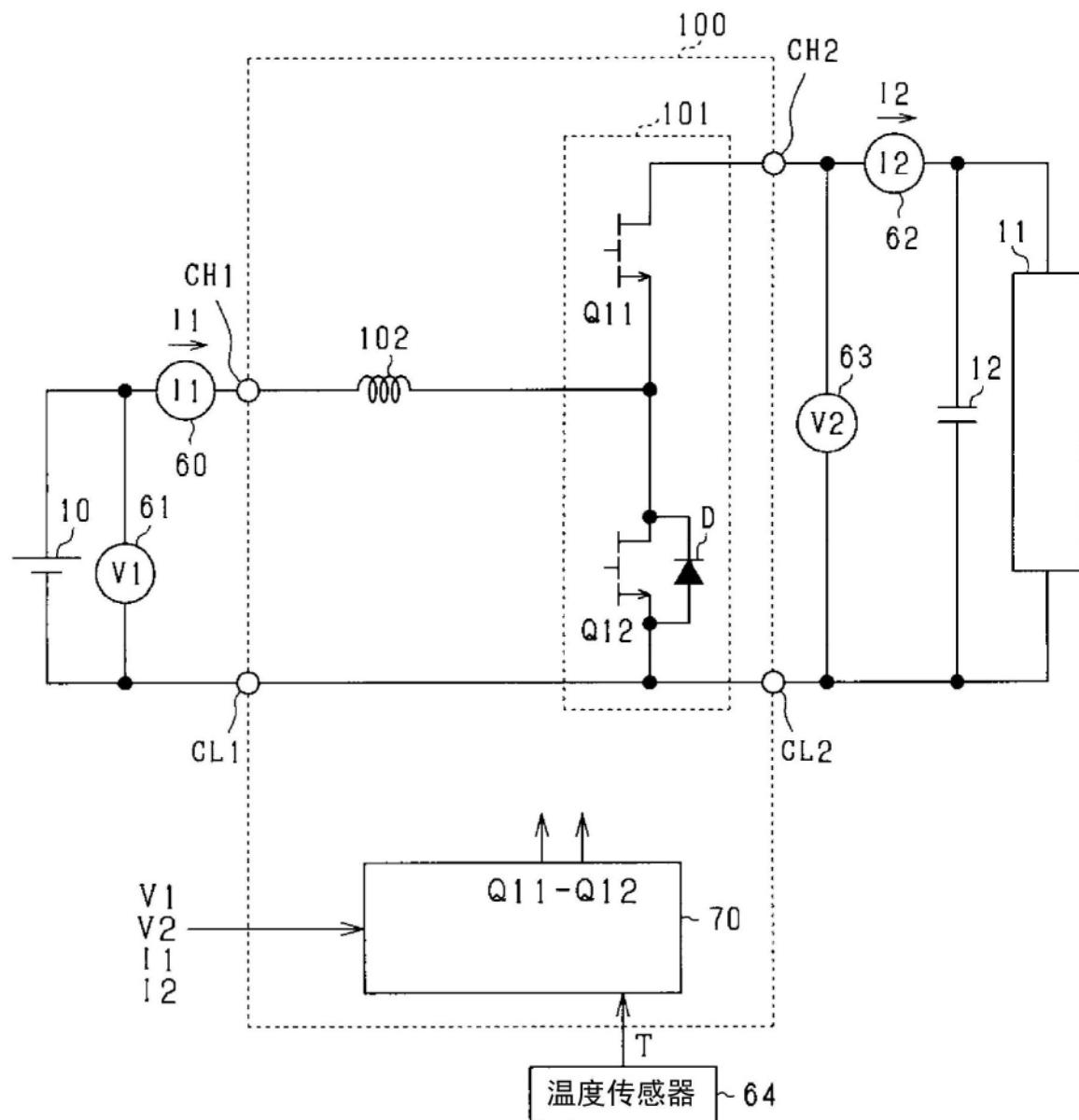


图11

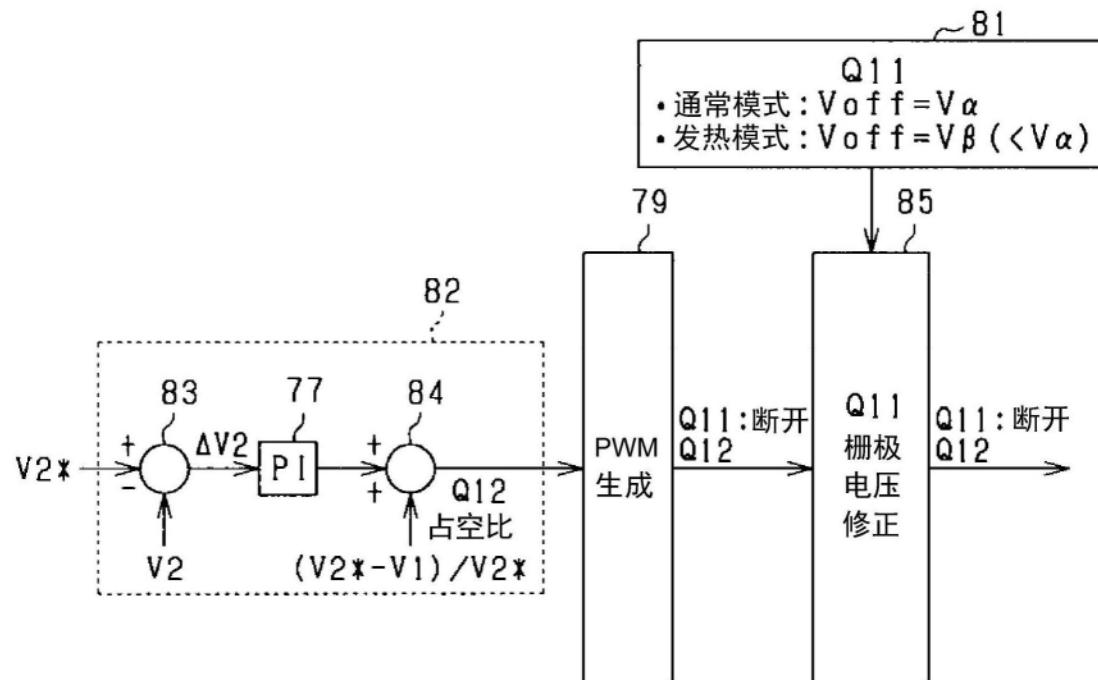


图12

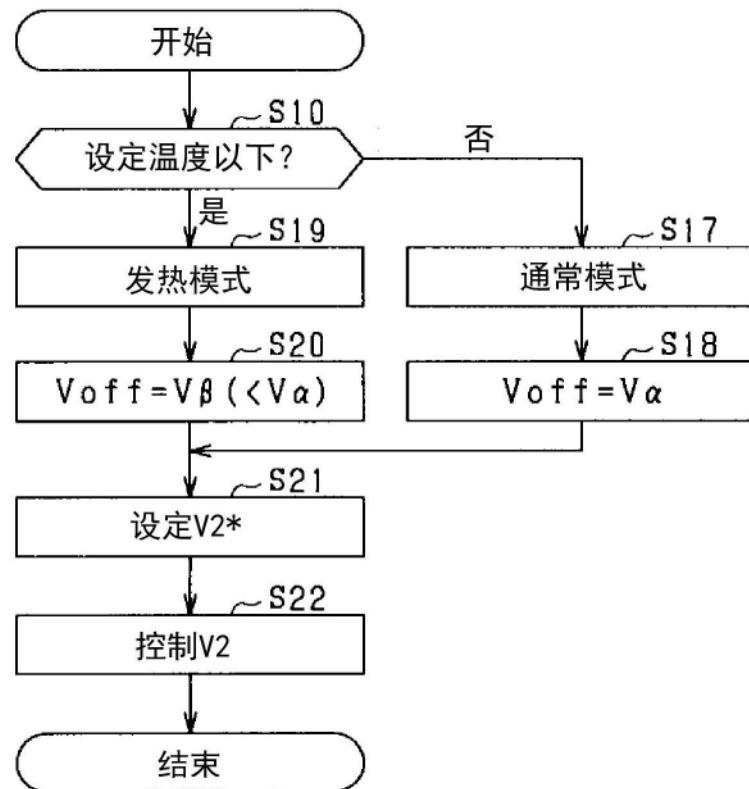


图13

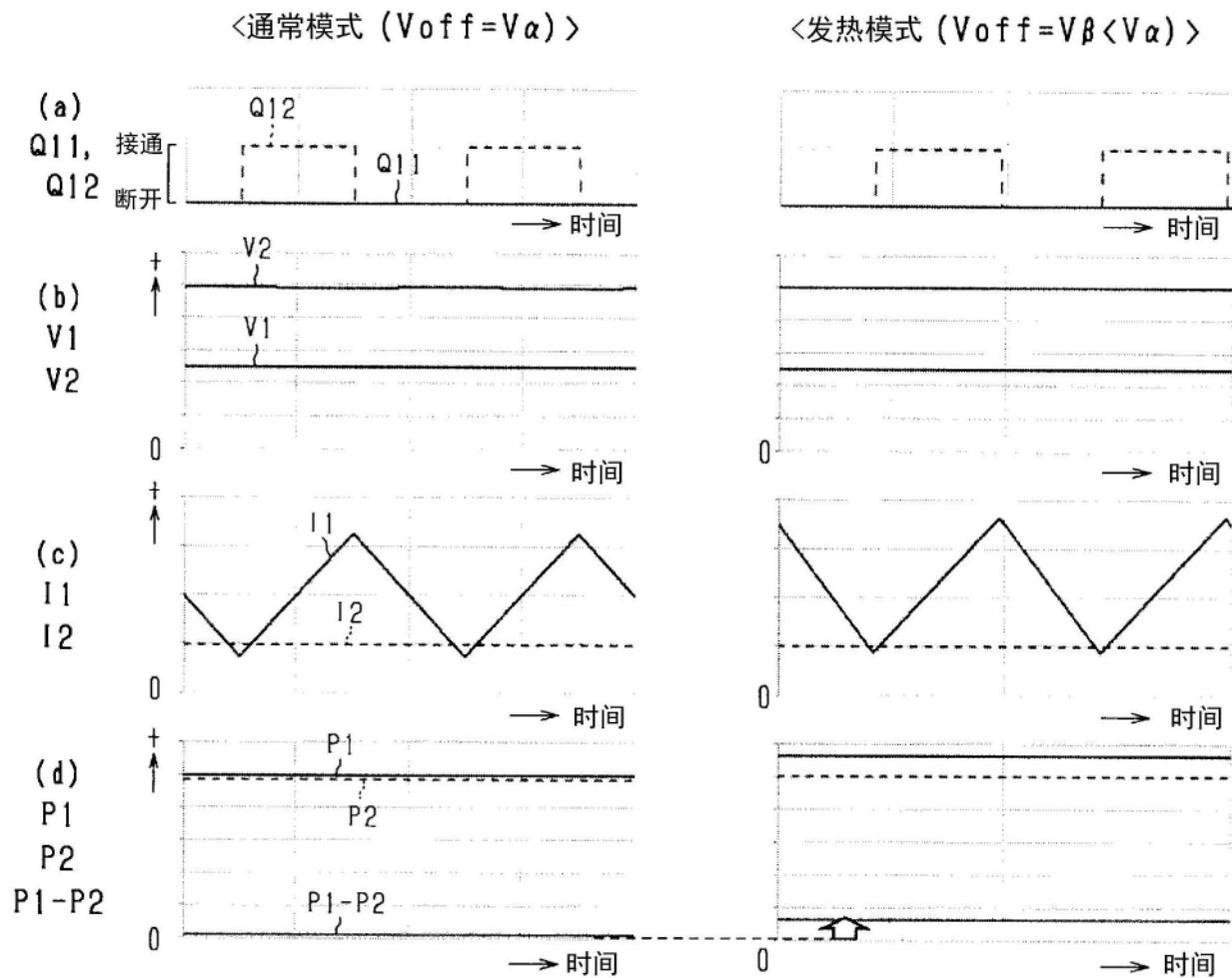


图14

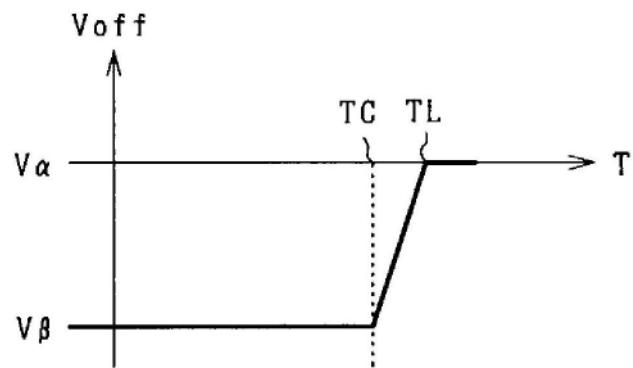


图15

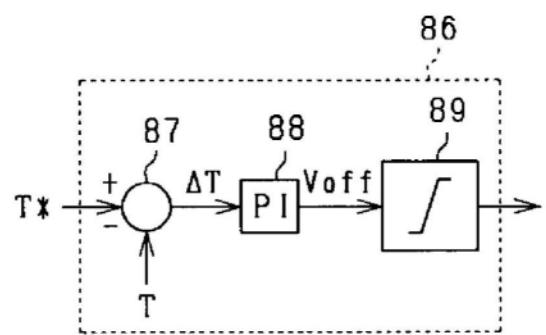


图16

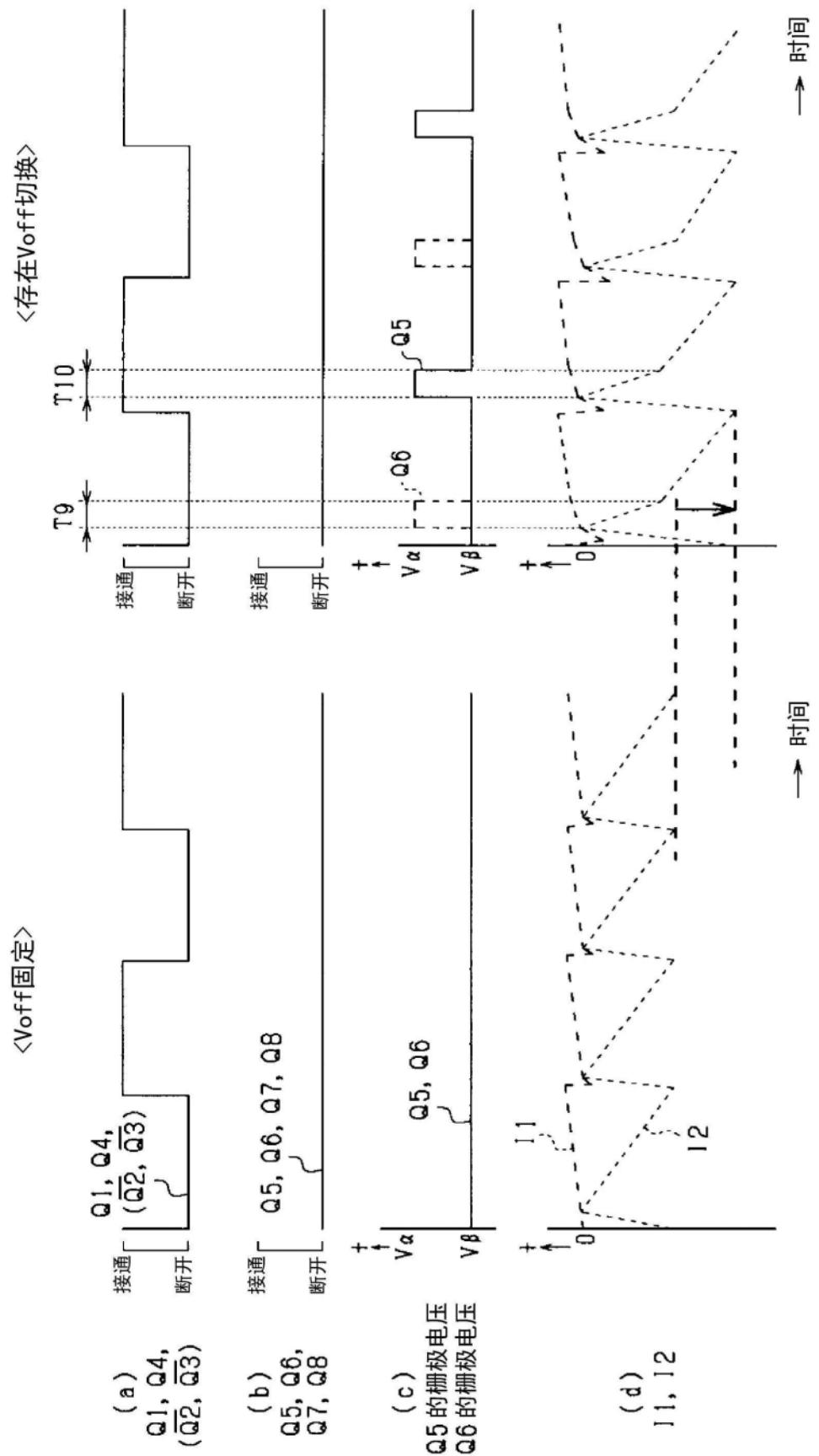


图 17

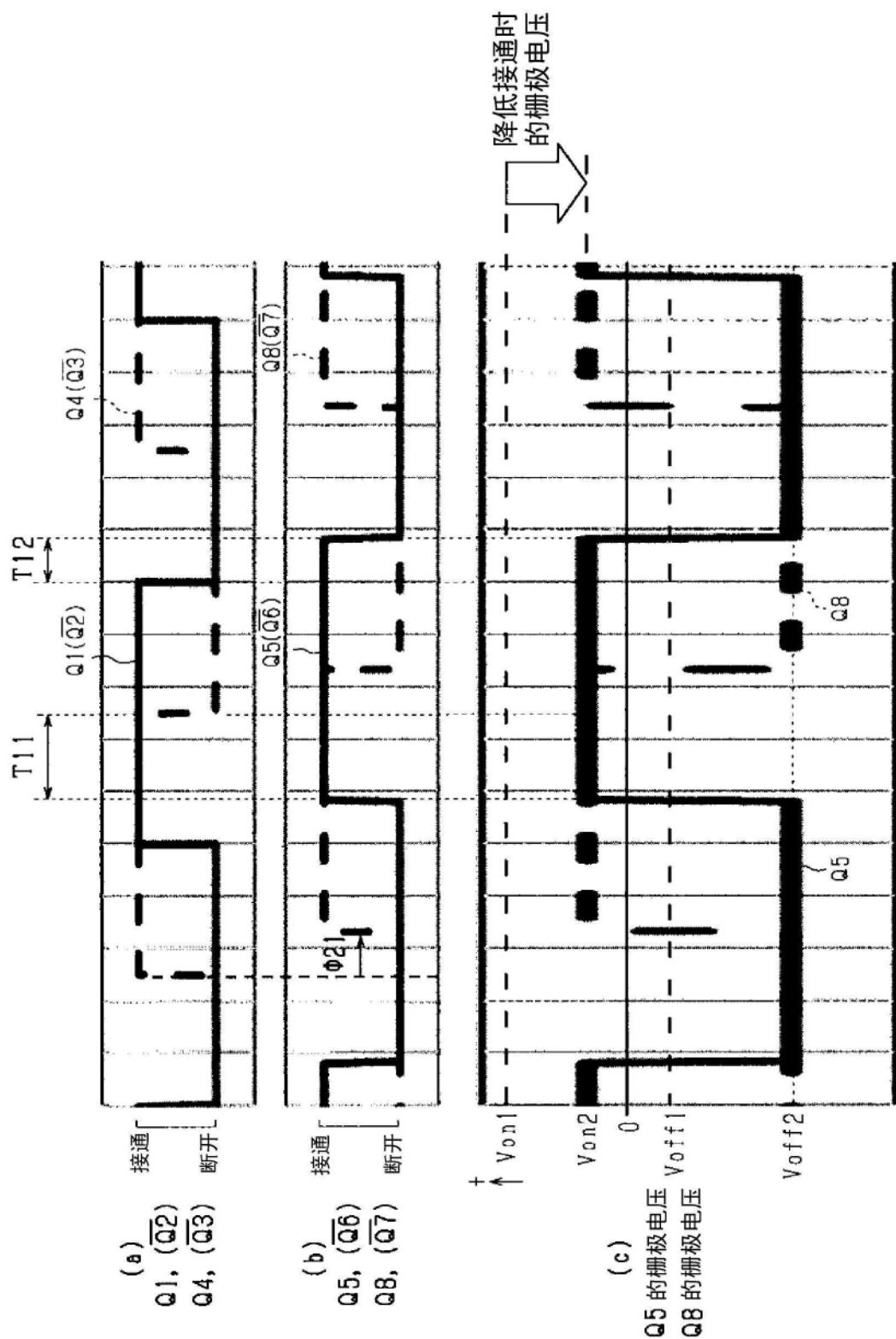
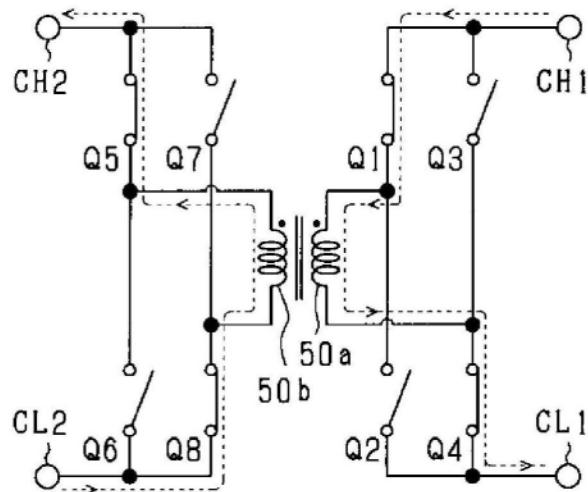


图18

(a) &lt;T11&gt;



(b) &lt;T12&gt;

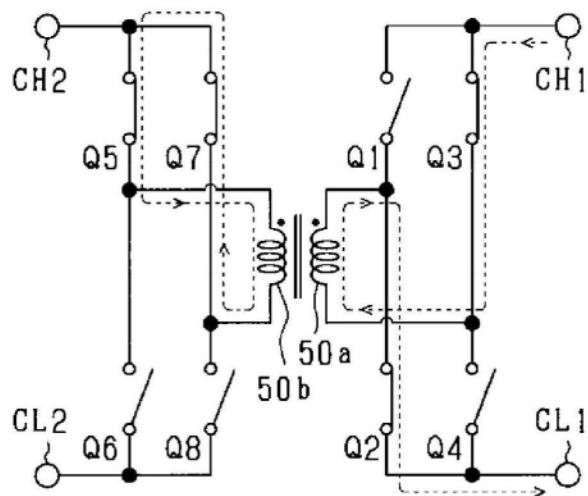
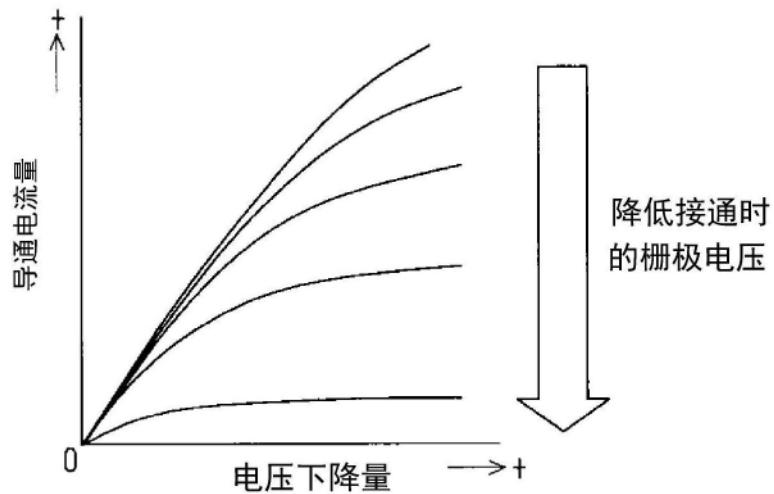


图19



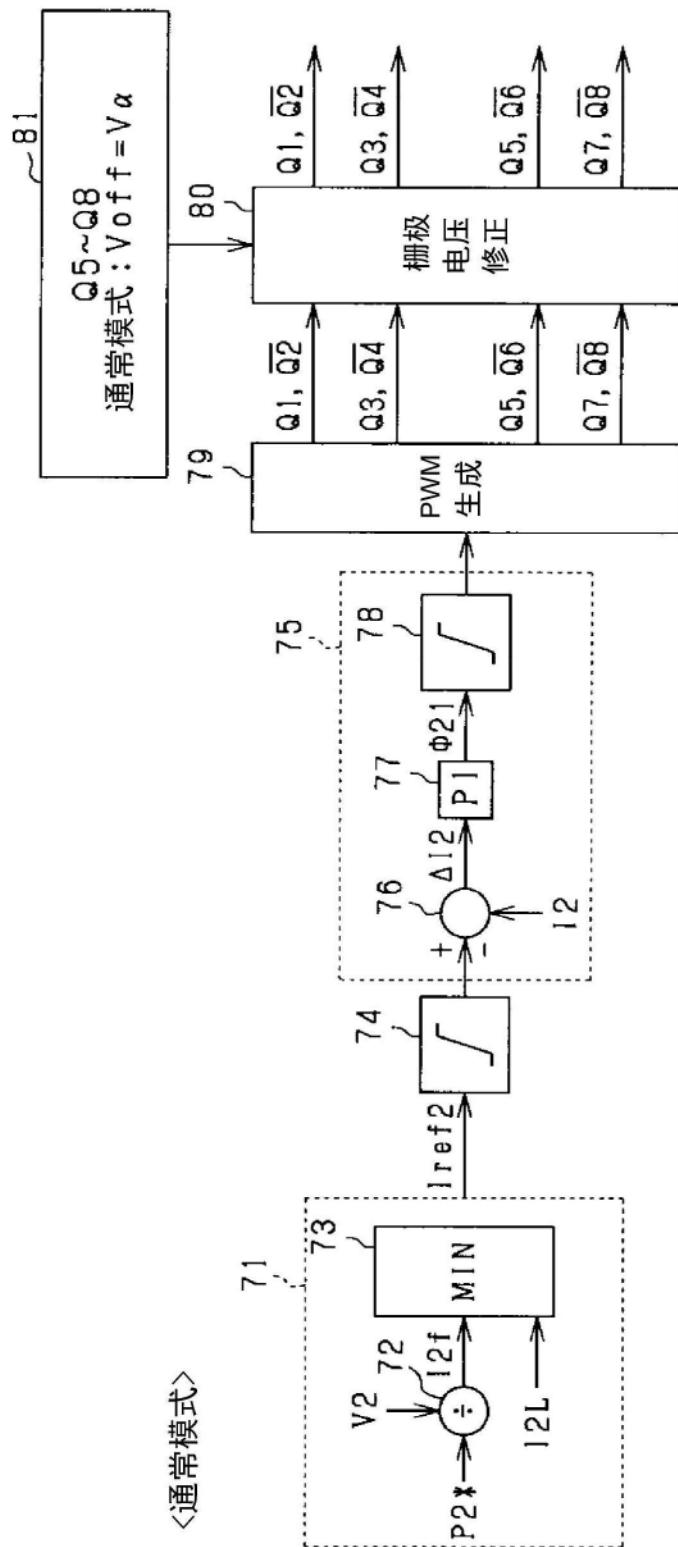


图21

&lt;通常模式&gt;

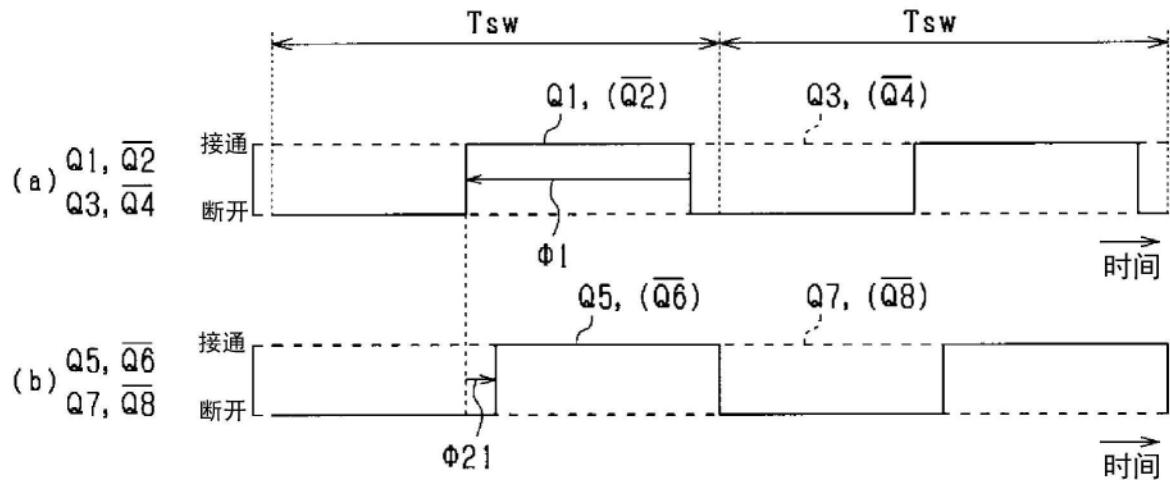


图22

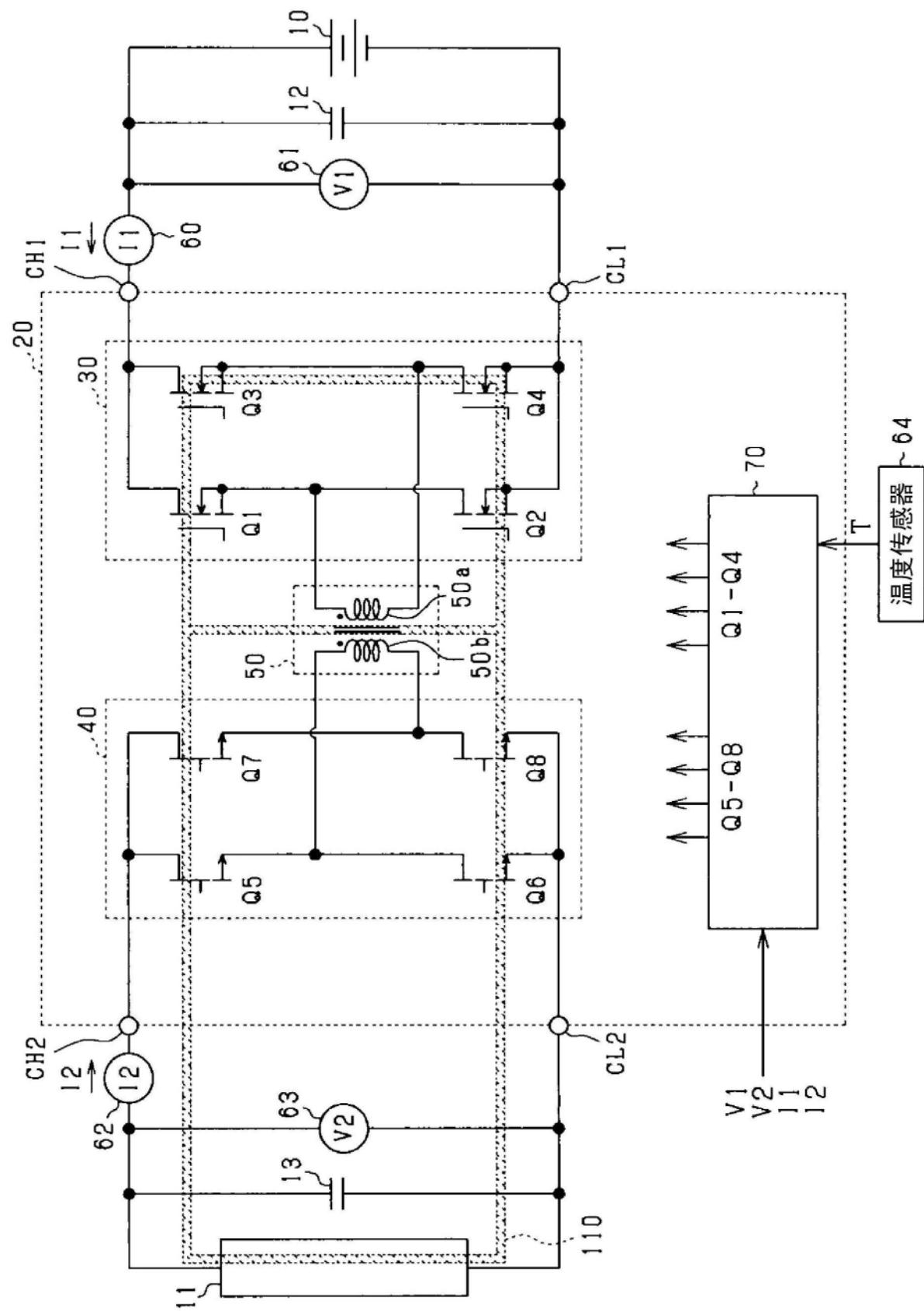


图23