



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105518984 B

(45)授权公告日 2018.06.01

(21)申请号 201480048678.5

(22)申请日 2014.09.02

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105518984 A

(43)申请公布日 2016.04.20

(30)优先权数据
2013-183155 2013.09.04 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2016.03.03

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2014/004501 2014.09.02

(87)PCT国际申请的公布数据
W02015/033553 EN 2015.03.12

(73)专利权人 丰田自动车株式会社
地址 日本爱知县

(72)发明人 石垣将纪 户村修二 柳沢直树
冈村贤树

(74)专利代理机构 北京市中咨律师事务所
11247

代理人 贺月娇 杨晓光

(51)Int.Cl.
H02M 3/10(2006.01)
H02M 7/44(2006.01)
H02K 7/18(2006.01)

(56)对比文件

US 2011090721 A1, 2011.04.21,
US 5461264 A, 1995.10.24,
CN 101529690 A, 2009.09.09,
JP 2011024305 A, 2011.02.03,
JP 2006033956 A, 2006.02.02,

审查员 王金金

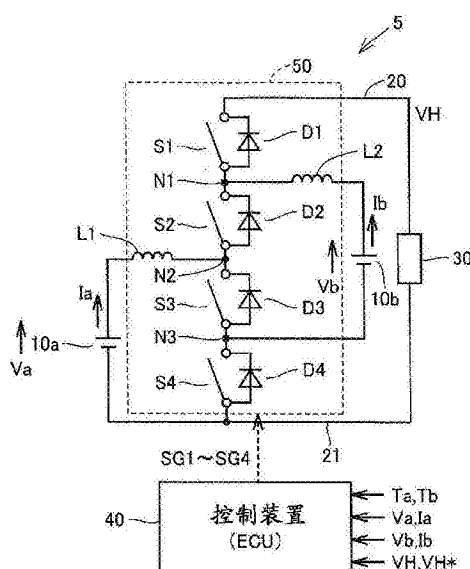
权利要求书3页 说明书38页 附图27页

(54)发明名称

电源系统

(57)摘要

操作模式选择单元(600)根据负荷状态和电源状态选择电力变换器的操作模式,并且产生指示选择结果的模式选择信号(MD#)。操作模式切换控制单元(710)产生指定电力变换器的操作模式的模式控制信号(MD)。当模式控制信号(MD)目前选择的操作模式不同于模式选择信号(MD#)指示的操作模式时,操作模式切换控制单元(710)调整多个DC电源之间的电力分配比或电力线上的输出电压以使其不会急剧地变化,然后允许操作模式的转换。



1. 一种电源系统,包括:

电力线,其被连接到负荷;

多个DC电源;

电力变换器,其跨所述多个DC电源和所述电力线连接;以及

控制装置,其被配置为控制所述电力变换器的操作,

所述电力变换器包括多个开关元件,并且被配置为通过使用多个操作模式中的一个进行操作来控制所述电力线上的输出电压,所述多个操作模式在所述多个DC电源与所应用的所述电力线之间的电力变换模式上不同,

所述多个操作模式包括:

第一操作模式,在该操作模式下,能够通过所述电力变换器控制所述多个DC电源之间的电力分配,以及

第二操作模式,在该操作模式下,通过所述电力变换器以固定的方式确定所述多个DC电源之间的电力分配,

所述控制装置包括:

模式选择单元,其被配置为根据所述负荷和所述多个DC电源的状态,从所述多个操作模式中选择操作模式,以及

操作模式切换控制单元,其被配置为,当目前被应用于所述电力变换器的当前操作模式与通过所述模式选择单元选择的转换后的操作模式不同时,控制从所述当前操作模式向所述转换后的操作模式的切换,

当所述当前操作模式是所述第一操作模式并且所述转换后的操作模式是所述第二操作模式时,所述操作模式切换控制单元在所述第一操作模式下控制以应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比进行的所述多个DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换,其中,当根据应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比的所述DC电源中的每一个的电力达到所述DC电源中的每一个的限制值时,所述操作模式切换控制单元禁止向所述转换后的操作模式的切换。

2. 根据权利要求1所述的电源系统,其中,当属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的一个模式是所述当前操作模式,并且所述转换后的操作模式是属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的另一模式时,所述操作模式切换控制单元将所述当前操作模式切换到所述第一操作模式,并且在所述第一操作模式下控制所述多个DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

3. 根据权利要求1或2所述的电源系统,其中,当目前的所述输出电压通过所述转换后的操作模式落在所述输出电压的可控范围之外时,所述操作模式切换控制单元通过所述当前操作模式操作所述电力变换器以使得所述输出电压落在所述可控范围内,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

4. 根据权利要求1所述的电源系统,其中

所述多个DC电源通过第一DC电源和第二DC电源实现,

所述多个开关元件包括:

第一开关元件,其跨第一节点和所述电力线而被电连接,

第二开关元件,其跨第二节点和所述第一节点而被电连接,

第三开关元件,其跨第三节点和所述第二节点而被电连接,所述第三节点被电连接到所述第二DC电源的负电极端子;以及

第四开关元件,其跨所述第一DC电源的负电极端子和所述第三节点而被电连接,所述电力变换器进一步包括:

第一电抗器,其跨所述第二节点和所述第一DC电源的正电极端子而被电连接,以及

第二电抗器,其跨所述第一节点和所述第二DC电源的正电极端子而被电连接,

所述第一操作模式包括第一模式,在该第一模式下,所述第一和第二DC电源通过控制所述第一到第四开关元件的接通/关断,并联地执行与所述电力线之间的DC电压变换,以及

所述第二操作模式包括第二模式,在该第二模式下,串联连接的所述第一和第二DC电源通过使所述第三开关元件保持接通并且控制所述第一、第二和第四开关元件的接通/关断,执行与所述电力线之间的DC电压变换。

5. 根据权利要求4所述的电源系统,其中,当属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的一个模式是所述当前操作模式,并且所述转换后的操作模式是属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的另一模式时,所述操作模式切换控制单元将所述当前操作模式切换到所述第一操作模式,以在所述第一操作模式下控制所述第一与第二DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

6. 根据权利要求4或5所述的电源系统,其中,当根据应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比的所述DC电源中的每一个的电力达到所述DC电源中的每一个的限制值时,所述操作模式切换控制单元禁止向所述转换后的操作模式的切换。

7. 根据权利要求4或5所述的电源系统,其中,当目前的所述输出电压通过所述转换后的操作模式落在所述输出电压的可控范围之外时,所述操作模式切换控制单元通过所述当前操作模式操作所述电力变换器以使得所述输出电压落在所述可控范围内,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

8. 根据权利要求4或5所述的电源系统,

其中

所述控制装置包括:

占空比计算单元,其被配置为计算用于控制来自所述第一DC电源的输出的第一占空比,以及用于控制来自所述第二DC电源的输出的第二占空比,

脉宽调制控制单元,其被配置为根据第一载波与所述第一占空比之间的比较以及第二载波与所述第二占空比之间的比较,基于通过脉宽调制分别获得的第一和第二控制脉冲信号而产生用于所述第一到第四开关元件的接通/关断控制信号,以及

载波相位控制单元,其被配置为在应用所述第一和第二模式时,可变地控制所述第一载波与所述第二载波之间的相位差,并且

当所述转换后的操作模式是所述第二模式时,所述操作模式切换控制单元通过所述第一模式操作所述电力变换器,以获得这样的电流相位:在该电流相位中,所述第一DC电源的电流的下降时间与所述第二DC电源的电流的上升时间彼此重合,或者以获得这样的电流相位:在该电流相位中,所述第一DC电源的电流的上升时间与所述第二DC电源的电流的下降时间彼此重合,然后执行向所述第二模式的切换。

9. 根据权利要求4或5所述的电源系统,

其中

所述第二操作模式进一步包括：

第三模式，在该第三模式下，通过控制所述第一到第四开关元件的接通/关断，在所述第一和第二DC电源中的一者与所述电力线之间执行DC电压变换，

第四模式，在该第四模式下，所述第一到第四开关元件保持接通/关断，以维持所述第一和第二DC电源与所述电力线并联连接，

第五模式，在该第五模式下，所述第一到第四开关元件保持接通/关断，以维持所述第一和第二DC电源与所述电力线串联连接，

第六模式，在该第六模式下，所述第一到第四开关元件保持接通/关断，以维持所述第一和第二DC电源中的一者被电连接到所述电力线。

电源系统

技术领域

[0001] 本发明涉及电源系统,更具体地,涉及控制这样的电源系统:该电源系统被配置为包括跨(across)多个直流DC电源和电力线连接的电力变换器。

背景技术

[0002] 例如在公开号为2010-57288 (PTL1)、2008-54477 (PTL2) 和2000-295715 (PTL3) 的日本专利公开中描述了其中组合多个电源来为负荷提供电力的电力供应装置。在这些文献描述的电力供应装置中,多个操作模式被切换以被应用于控制电力变换器,这些操作模式在所述多个电源之间的连接模式上不同。

[0003] 公开号为2012-70514 (PTL4) 的日本专利公开描述这样一种电力变换器的配置:该配置能够通过控制多个开关元件,在利用串联连接的两个DC电源执行DC/DC变换的操作模式(串联连接模式)与利用并联使用的两个DC电源执行DC/DC变换的操作模式(并联连接模式)之间进行切换。

[0004] 引用列表

[0005] 专利文献

[0006] [PTL1] 公开号为2010-57288的日本专利公开

[0007] [PTL2] 公开号为2008-54477的日本专利公开

[0008] [PTL3] 公开号为2000-295715的日本专利公开

[0009] [PTL4] 公开号为2012-70514的日本专利公开

发明内容

[0010] 技术问题

[0011] 其中根据负荷等的操作条件切换电力变换器的操作模式的PTL1到4未明确地描述在此类切换时应该给出哪种限制或控制。另一方面,当操作模式改变时,在多个DC电源与电力线之间的电力变换模式改变。因此,如果DC电源的输出根据操作模式切换而显著地变化,则可能影响DC电源的保护以及到负荷的输出的变化。问题解决方案

[0012] 为了解决这些问题而做出本发明,本发明的目的是在其中跨多个DC电源和电力线连接的电力变换器被配置为具有多个操作模式的电源系统中,控制电力变换器的操作以使得平顺地执行多个操作模式之间的切换。

[0013] 在本发明的一方面,一种电源系统包括:电力线,其被连接到负荷;多个DC电源;电力变换器,其跨所述多个DC电源和所述电力线连接;以及控制装置,其被配置为控制所述电力变换器的操作。所述电力变换器包括多个开关元件,并且被配置为通过使用多个操作模式中的一个进行操作来控制所述电力线上的输出电压,所述多个操作模式在所述多个DC电源与所应用的所述电力线之间的电力变换模式上不同。所述多个操作模式包括第一操作模式,在该操作模式下,能够通过所述电力变换器控制所述多个DC电源之间的电力分配;以及第二操作模式,在该操作模式下,通过所述电力变换器以固定的方式确定所述多个DC电源

之间的电力分配。所述控制装置包括模式选择单元和操作模式切换控制单元。所述模式选择单元根据所述负荷和所述多个DC电源的状态,从所述多个操作模式中选择操作模式。当目前被应用于所述电力变换器的当前操作模式与通过所述模式选择单元选择的转换后的操作模式不同时,所述操作模式切换控制单元控制从所述当前操作模式向所述转换后的操作模式的切换。当所述当前操作模式是所述第一操作模式并且所述转换后的操作模式是所述第二操作模式时,所述操作模式切换控制单元在所述第一操作模式下控制以应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比进行的所述多个DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

[0014] 优选地,当属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的一个模式是所述当前操作模式,并且所述转换后的操作模式是属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的另一模式时,所述操作模式切换控制单元将所述当前操作模式切换到所述第一操作模式,并且在所述第一操作模式下控制所述多个DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

[0015] 或者优选地,当根据应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比的所述DC电源中的每一个的电力达到所述DC电源中的每一个的限制值时,所述操作模式切换控制单元禁止向所述转换后的操作模式的切换。

[0016] 更优选地,当目前的所述输出电压通过所述转换后的操作模式落在所述输出电压的可控范围之外时,所述操作模式切换控制单元通过所述当前操作模式操作所述电力变换器以使得所述输出电压落在所述可控范围内,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

[0017] 优选地,所述多个DC电源通过第一DC电源和第二DC电源实现。所述多个开关元件包括第一到第四开关元件。所述第一开关元件跨第一节点和所述电力线而被电连接。所述第二开关元件跨第二节点和所述第一节点而被电连接。所述第三开关元件跨第三节点和所述第二节点而被电连接,所述第三节点被电连接到所述第二DC电源的负电极端子。所述第四开关元件跨所述第一DC电源的负电极端子和所述第三节点而被电连接。所述电力变换器进一步包括第一电抗器和第二电抗器。所述第一电抗器跨所述第二节点和所述第一DC电源的正电极端子而被电连接。所述第二电抗器跨所述第一节点和所述第二DC电源的正电极端子而被电连接。所述第一操作模式包括第一模式,在该第一模式下,所述第一和第二DC电源通过控制所述第一到第四开关元件的接通/关断,并联地执行与所述电力线之间的DC电压变换。所述第二操作模式包括第二模式,在该第二模式下,串联连接的所述第一和第二DC电源通过使所述第三开关元件保持接通并且控制所述第一、第二和第四开关元件的接通/关断,执行与所述电力线之间的DC电压变换。

[0018] 更优选地,当属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的一个模式是所述当前操作模式,并且所述转换后的操作模式是属于所述多个操作模式中的所述第二操作模式的另一模式时,所述操作模式切换控制单元将所述当前操作模式切换到所述第一操作模式,以在所述第一操作模式下控制所述第一与第二DC电源之间的电力分配,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

[0019] 更优选地,当根据应用所述转换后的操作模式的情况下的电力分配比的所述DC电源中的每一个的电力达到所述DC电源中的每一个的限制值时,所述操作模式切换控制单元禁止向所述转换后的操作模式的切换。

[0020] 更加优选地,当目前的所述输出电压通过所述转换后的操作模式落在所述输出电压的可控范围之外时,所述操作模式切换控制单元通过所述当前操作模式操作所述电力变换器以使得所述输出电压落在所述可控范围内,然后执行向所述转换后的操作模式的切换。

[0021] 或者优选地,所述控制装置包括占空比计算单元、脉宽调制控制单元和载波相位控制单元。所述占空比计算单元计算用于控制来自所述第一DC电源的输出的第一占空比,以及用于控制来自所述第二DC电源的输出的第二占空比。所述脉宽调制控制单元根据第一载波与所述第一占空比之间的比较以及第二载波与所述第二占空比之间的比较,基于通过脉宽调制分别获得的第一和第二控制脉冲信号而产生用于所述第一到第四开关元件的接通/关断控制信号。所述载波相位控制单元在应用所述第一和第二模式时,可变地控制所述第一载波与所述第二载波之间的相位差。当所述转换后的操作模式是所述第二模式时,所述操作模式切换控制单元通过所述第一模式操作所述电力变换器,以获得这样的电流相位:在该电流相位中,所述第一DC电源的电流的下降时间(timing)与所述第二DC电源的电流的上升时间彼此重合,或者以获得这样的电流相位:在该电流相位中,所述第一DC电源的电流的上升时间与所述第二DC电源的电流的下降时间彼此重合,然后执行向所述第二模式的切换。

[0022] 优选地,所述第二操作模式进一步地包括第三模式、第四模式、第五模式和第六模式。在所述第三模式下,所述电力变换器执行操作,使得通过控制所述第一到第四开关元件的接通/关断,在所述第一和第二DC电源中的一者与所述电力线之间执行DC电压变换。在所述第四模式下,所述电力变换器执行操作,使得所述第一到第四开关元件保持接通/关断以维持所述第一和第二DC电源与所述电力线并联连接。在所述第五模式下,所述电力变换器执行操作,使得所述第一到第四开关元件保持接通/关断以维持所述第一和第二DC电源与所述电力线串联连接。在所述第六模式下,所述电力变换器执行操作,使得所述第一到第四开关元件保持接通/关断以维持所述第一和第二DC电源中的一者被电连接到所述电力线。

[0023] 本发明的有利效果

[0024] 根据本发明,在其中跨多个DC电源和电力线连接的电力变换器被配置为具有多个操作模式的电源系统中,可以控制电力变换器的操作,使得所述多个操作模式之间的切换平顺地执行。

附图说明

[0025] 图1是示出根据本发明的第一实施例的包括电力变换器的电源系统的配置的电路图。

[0026] 图2是示出图1所示的负荷的示例性配置的示意图。

[0027] 图3是描述图1所示的电力变换器所拥有的多个操作模式的表。

[0028] 图4是示出通过不同类型的电源实现时的图1所示的两个DC电源的特性的例子的概念图。

[0029] 图5包括描述在PB模式下的第一电路操作的电路图。

[0030] 图6包括描述在PB模式下的第二电路操作的电路图。

[0031] 图7包括描述在PB模式下的第一DC电源的DC/DC变换(升压操作)的电路图。

- [0032] 图8包括描述在PB模式下的第二DC电源的DC/DC变换(升压操作)的电路图。
- [0033] 图9是示出在PB模式下的用于控制电力变换器的开关元件的示例性操作的波形图。
- [0034] 图10是描述在PB模式下的用于对每个开关元件设定控制信号的逻辑运算表达式的表。
- [0035] 图11包括描述在SB模式下的电路操作的电路图。
- [0036] 图12包括描述在SB模式下的DC-DC变换(升压操作)的电路图。
- [0037] 图13是示出在SB模式下的用于控制电力变换器的开关元件的示例性操作的波形图。
- [0038] 图14是描述在SB模式下的用于对每个开关元件设定控制信号的逻辑运算表达式的表。
- [0039] 图15是描述与由根据本发明的第一实施例的电力变换器控制做出的模式选择相关的控制结构的功能框图。
- [0040] 图16是描述根据来自变换器指令产生单元的操作指令值的电力变换器的控制结构的功能框图。
- [0041] 图17是描述根据第一实施例的与电力变换器的操作模式的切换相关的控制处理的流程图。
- [0042] 图18是描述从PB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0043] 图19是描述从SB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0044] 图20是描述从aB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0045] 图21是描述从bB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0046] 图22是描述从PD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0047] 图23是描述从SD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0048] 图24是描述从aD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0049] 图25是描述从bD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。
- [0050] 图26是示出应用根据本发明的第二实施例的电力变换器控制所执行的载波相位控制时的PB模式下的示例性控制操作的波形图。
- [0051] 图27是描述根据第二实施例的用于应用载波相位控制的电力变换器的控制结构的功能框图。
- [0052] 图28是描述在PB模式下由载波相位控制所致的电流相位的波形图。
- [0053] 图29包括描述图28所示的预定时段中的电流路径的电路图。

- [0054] 图30是图28所示的电流的相位下的开关元件的电流的波形图。
- [0055] 图31是示出载波之间的相位差等于零时的电流相位的波形图。
- [0056] 图32包括图31所示的电流相位下的开关元件的电流的波形图。
- [0057] 图33是描述在DC电源的每个操作状态下的PB模式下的载波相位控制的表。
- [0058] 图34示出描述在SB模式下的两个DC电源的状态的图。
- [0059] 图35是示出当应用载波相位控制时SB模式下的控制脉冲信号的波形图。
- [0060] 图36是描述在SB模式下的控制信号的设定的表。
- [0061] 图37是描述根据第二实施例的与电力变换器的操作模式的切换相关的控制处理的流程图。
- [0062] 图38是详细地描述用于判定载波相位要求的控制处理的流程图。

具体实施方式

[0063] 下面将参考附图详细地描述本发明的实施例。应注意,附图中的相同或对应的部分被分配相同的参考符号,并且不重复对它们的描述。

[0064] 第一实施例

[0065] (电力变换器的电路配置)

[0066] 图1是示出根据本发明的第一实施例的包括电力变换器的电源系统的配置的电路图。

[0067] 参考图1,电源系统5包括多个DC电源10a和10b、负荷30以及电力变换器50。

[0068] 在本实施例中,DC电源10a和10b每一者都通过诸如锂离子二次电池或镍金属氢化物电池之类的二次电池实现,或者通过诸如电双层电容器或锂离子电容器之类的具有优异的输出特性的DC电压源元件实现。DC电源10a和10b分别与“第一DC电源”和“第二DC电源”对应。

[0069] 电力变换器50跨DC电源10a和10b以及电力线20连接。电力变换器50根据电压指令值 VH^* 控制被连接到负荷30的电力线20上的DC电压(下文也称为输出电压 VH)。也就是,为DC电源10a和10b共同地设置电力线20。

[0070] 负荷30在接收到电力变换器50的输出电压 VH 时工作。电压指令值 VH^* 被设定为适合于负荷30的工作的电压。电压指令值 VH^* 可被设定为根据负荷30的工作状态可变。此外,负荷30可被配置为能够通过再生等方式产生用于给DC电源10a和10b充电的电力。

[0071] 电力变换器50包括开关元件S1到S4以及电抗器L1和L2。在本实施例中,可使用IGBT(绝缘栅双极型晶体管)、功率MOS(金属氧化物半导体)晶体管、功率双极型晶体管等作为开关元件。针对开关元件S1到S4,分别设置反并联二极管D1到D4。可分别响应于控制信号SG1到SG4而控制开关元件S1到S4的接通/关断。也就是,当控制信号SG1到SG4处于高水平(下文称为H水平)时,开关元件S1到S4分别被接通,当SG1到SG4处于低水平(下文称为L水平)时,开关元件S1到S4分别被关断。

[0072] 开关元件S1被电连接在电力线20和节点N1之间。电抗器L2被连接在节点N1和DC电源10b的正电极端子之间。开关元件S2被电连接在节点N1和N2之间。电抗器L1被电连接在节点N2和DC电源10a的正电极端子之间。

[0073] 开关元件S3被电连接在节点N2和N3之间。节点N3被电连接到DC电源10b的负电极

端子。开关元件S4被电连接在节点N3和地线21之间。地线21被电连接到负荷30和DC电源10a的负电极端子。

[0074] 根据图1可以理解,电力变换器50被配置为包括与DC电源10a和10b中的每一者相对应的升压斩波电路。也就是,针对DC电源10a,形成双向电流第一升压斩波电路,在该电路中,开关元件S1和S2用作上臂元件,开关元件S3和S4用作下臂元件。类似地,针对DC电源10b,形成双向电流第二升压斩波电路,在该电路中,开关元件S1和S4用作上臂元件,开关元件S2和S3用作下臂元件。

[0075] 在通过第一升压斩波电路跨DC电源10a和电力线20形成的电力变换路径和通过第二升压斩波电路跨DC电源10b和电力线20形成的电力转换路径两者中都包括开关元件S1到S4。

[0076] 控制装置40产生分别用于控制开关元件S1到S4的接通/关断的控制信号SG1到SG4,以控制到负荷30的输出电压VH。应注意,尽管图1未示出,但是设置了用于DC电源10a的电压(下文称为Va)和电流(下文称为Ia)、用于DC电源10b的电压(下文称为Vb)和电流(下文称为Ib)、以及用于输出电压VH的检测器(电压传感器、电流传感器)。此外,还优选地设置用于DC电源10a和10b的温度(下文称为Ta和Tb)的检测器(温度传感器)。这些检测器的输出被提供给控制装置40。控制装置40可通过ECU(电子控制单元)来实现。

[0077] 在图1的配置中,开关元件S1到S4分别与“第一开关元件”到“第四开关元件”对应,电抗器L1和L2分别与“第一电抗器”和“第二电抗器”对应。

[0078] 图2是示出负荷30的示例性配置的示意图。

[0079] 参考图2,负荷30被配置为包括用于例如电动车辆的牵引电动机。负荷30包括滤波电容器CH、逆变器32、电动发电机35、传送齿轮36和驱动轮37。

[0080] 电动发电机35是用于产生车辆驱动力的牵引电动机,通过例如多相永磁型同步发电机实现。电动发电机35的输出转矩借助由减速齿轮和动力分割装置形成的动力传送齿轮36而被传输到驱动轮37。电动车辆通过被传输到驱动轮37的转矩行驶。在电动车辆的再生制动期间,电动发电机35通过驱动轮37的旋转力产生电力。通过逆变器32对所产生的该电力进行AC/DC变换。该DC电力可用作给被包括在电源系统5中的DC电源10a和10b进行充电的电力。

[0081] 在除了电动发电机之外还配备有引擎(未示出)的混合动力车辆中,通过协同操作该引擎和电动发电机35来产生电动车辆所需的车辆驱动力。此时,也可以通过引擎旋转所产生的电力给DC电源10a和10b充电。

[0082] 以此方式,电动车辆总体表示配备有牵引电动机的车辆,并且既包括通过引擎和电动机产生车辆驱动力的混合动力车辆,也包括未配备有引擎的电动车辆和燃料电池车辆。

[0083] (电力变换器的操作模式)

[0084] 电力变换器50具有多个操作模式,这些操作模式在DC电源10a和10b与电力线20之间的DC电力变换模式上不同。

[0085] 图3示出电力变换器50所拥有的多个操作模式。

[0086] 参考图3,操作模式被粗略地分为“升压模式(B)”和“直接连接模式(D)”,该升压模式在开关元件S1到S4的周期性接通/关断控制之后对DC电源10a和/或DC电源10b的输出电

压进行升压,该直接连接模式通过使开关元件S1到S4保持接通/关断,将DC电源10a和/或DC电源10b电连接到电力线20。

[0087] 升压模式包括“并联升压模式(下文称为PB模式)”和“串联升压模式(下文称为SB模式)”,该并联升压模式执行DC电源10a、10b与电力线20之间的并联DC/DC变换,该串联升压模式执行串联连接的DC电源10a和10b与电力线20之间的DC/DC变换。PB模式与PTL4中的“并联连接模式”对应,并且SB模式与PTL4中的“串联连接模式”对应。

[0088] 升压模式进一步包括“利用DC电源10a的独立模式(下文称为aB模式)”和“利用DC电源10b的独立模式(下文称为bB模式)”,该利用DC电源10a的独立模式执行仅在DC电源10a与电力线20之间的DC/DC变换,该利用DC电源10b的独立模式执行仅在DC电源10b与电力线20之间的DC/DC变换。在aB模式下,不使用DC电源10b,同时使该DC电源10b被维持处于与电力线20断开电连接的状态,只要输出电压VH被控制为高于DC电源10b的电压Vb即可。类似地,在bB模式下,只要输出电压VH被控制为高于DC电源10a的电压Va,不使用DC电源10a,同时使该DC电源10a被维持处于与电力线20断开电连接的状态,只要输出电压VH被控制为高于DC电源10a的电压Va即可。

[0089] 在被包括在升压模式中的PB模式、SB模式、aB模式和bB模式的每一者中,根据电压指令值VH*控制电力线20的输出电压VH。这些模式的每一者下的开关元件S1到S4的控制将在下文进行描述。

[0090] 直接连接模式包括“并联直接连接模式(下文称为PD模式)”和“串联直接连接模式(下文称为SD模式)”,该并联直接连接模式维持DC电源10a和10b与电力线20并联连接的状态,该串联直接连接模式维持DC电源10a和10b与电力线20串联连接的状态。

[0091] 在PD模式下,开关元件S1、S2和S4保持接通,同时开关元件S3保持关断。因此,输出电压VH变得等同于DC电源10a和10b的电压Va和Vb(严格地说,等同于Va和Vb中较高的一者)。由于Va与Vb之间的电压差会在DC电源10a和10b上产生短路电流,因此在电压差小时,可有限地应用PD模式。

[0092] 在SD模式下,开关元件S2和S4保持关断,同时开关元件S1和S3保持接通。因此,输出电压VH变得等同于DC电源10a和10b的电压Va和Vb之和($VH=Va+Vb$)。

[0093] 进一步地,直接连接模式包括“DC电源10a的直接连接模式(下文称为aD模式)”和“DC电源10b的直接连接模式(下文称为bD模式)”,该DC电源10a的直接连接模式仅将DC电源10a电连接到电力线20,该DC电源10b的直接连接模式仅将DC电源10b电连接到电力线20。

[0094] 在aD模式下,开关元件S1和S2保持接通,同时开关元件S3和S4保持关断。因此,DC电源10b被置于与电力线20断开连接的状态,并且输出电压VH变得等同于DC电源10a的电压Va($VH=Va$)。在aD模式下,不使用DC电源10b,同时使DC电源10b维持处于与电力线20断开电连接的状态。应注意,如果当 $Vb>Va$ 成立时应用aD模式,则短路电流将会通过开关元件S2从DC电源10b流到10a。因此, $Va>Vb$ 是应用aD模式的必要条件。

[0095] 类似地,在bD模式下,开关元件S1和S4保持接通,同时开关元件S2和S3保持关断。因此,DC电源10a被置于与电力线20断开连接的状态,并且输出电压VH变得等同于DC电源10b的电压Vb($VH=Vb$)。在bD模式下,不使用DC电源10a,同时使DC电源10a维持处于与电力线20断开电连接的状态。应注意,当在 $Va>Vb$ 成立下应用bD模式时,短路电流将会通过二极管D2从DC电源10a流到10b。因此, $Vb>Va$ 是应用bD模式的必要条件。

[0096] 在被包括在直接连接模式中的PD模式、SD模式、aD模式和bD模式的每一者下,电力线20的输出电压VH要根据DC电源10a和10b的电压Va和Vb来确定,因此无法被直接控制。由此,在被包括在直接连接模式中的每个模式下,输出电压VH不能再被设定为适合于负荷30的工作的电压,所以可能会增加负荷30的功耗。

[0097] 另一方面,在直接连接模式下,因为开关元件S1到S4未被接通/关断,电力变换器50的功耗明显地受到抑制。因此,根据负荷30的工作状态,存在这样的可能性:由于通过应用直接连接模式使电力变换器50的功耗下降量变得大于负荷30的功耗增加量,因此电源系统5整体的功耗可受到抑制。

[0098] 在图3中,PB模式与“第一模式”对应,并且SB模式与“第二模式”对应。aB模式和bB模式与“第三模式”对应。PD模式与“第四模式”对应。SD模式与“第五模式”对应。aD模式和bD模式与“第六模式”对应。

[0099] 图4是示出通过不同类型的电源实现时的DC电源10a和10b的特性的例子的概念图。图4示出所谓的拉贡(Ragone)图,其中在水平轴上绘制能量,在垂直轴上绘制电力。一般而言,DC电源的输出功率和储能具有权衡关系。因此,很难利用高容量型电池获得高输出,同时很难利用高输出型电池增加储能。

[0100] 因此,优选地,DC电源10a和10b中的一者通过具有高储能的所谓的高容量型电源来实现,它们当中的另一者通过提供高输出功率的所谓的高输出型电源来实现。于是,使用存储在高容量型电源中的能量作为长时间的恒定供给,并且可以使用高输出型电源作为缓冲,以输出补偿(cover)高容量型电源所引起的短缺的电力。

[0101] 在图4的例子中,DC电源10a通过高容量型电源来实现,而DC电源10b通过高输出型电源来实现。因此,DC电源10a的工作区(active region)110具有比DC电源10b的工作区120窄的可输出电力的范围。另一方面,工作区120具有比工作区110窄的可存储的能量的范围。

[0102] 在负荷30的工作点101,短时间要求高功率。例如,在机动车辆中,工作点101与由用户的加速操作所引起的突然加速对应。与之相反,在负荷30的工作点102,长时间要求相对低的功率。例如,在机动车辆中,工作点102与持续的高速稳定行驶对应。

[0103] 对于工作点101,可以主要应用高输出型DC电源10b的输出。另一方面,对于工作点102,可以主要应用来自高容量型DC电源10a的输出。因此,在机动车辆中,可通过长时间地使用存储在高容量型电池中的能量来延长由电能实现的行驶距离,并且及时地确保与用户的加速操作对应的加速性能。

[0104] 以此方式,通过组合不同类型和容量的DC电源,可以利用各个DC电源的特性在整个系统中有效地使用储能。应注意,DC电源10a和10b的组合不限于该实例,还可以通过具有相同类型和/或相同容量的DC电源(蓄电装置)来实现。

[0105] 当DC电源通过电池实现时,存在这样的可能性:为了抑制劣化发展,输出特性在低温下降低,并且充电/放电在高温下受到限制。尤其是在机动车辆中,出现因安装位置差异造成DC电源10a与10b之间出现温度差的情况。因此,在电源系统5中,存在这样一种情况:根据DC电源10a和10b的工作状态(尤其是温度)或根据上述负荷30的要求,仅使用DC电源中的一者是更有效的。这些情况可通过提供上述仅使用DC电源10a和10b中的一者的模式(aB模式、bB模式、aD模式和bD模式)而得到处理。

[0106] 也就是,在根据本实施例的电力变换器50中,任何操作模式都是根据DC电源10a、

10b和负荷30的工作状态而从图3所示的多个操作模式当中选择的。

[0107] (每个操作模式下的电路操作)

[0108] 接下来将描述每个操作模式下的电力变换器50的电路操作。首先,将参考图5到8来描述执行DC电源10a和10b与电力线20之间的并联DC/DC变换的PB模式下的电路操作。

[0109] (PB模式下的电路操作)

[0110] 如图5和6所示,通过接通开关元件S4或S2,可以将DC电源10a和10b与电力线20进行并联连接。在此,在并联连接模式下,等效电路将根据DC电源10a的电压 V_a 与DC电源10b的电压 V_b 之间哪个电压较高而不同。

[0111] 如图5的(a)所示,当 $V_b > V_a$ 成立时,通过接通开关元件S4,DC电源10a和10b通过开关元件S2和S3而被并联连接。此时的等效电路如图5的(b)所示。

[0112] 参考图5的(b),在DC电源10a与电力线20之间,通过开关元件S3的接通/关断控制,可交替地形成下臂元件的接通期和关断期。类似地,在DC电源10b与电力线20之间,通过开关元件S2和S3的共同的接通/关断控制,可交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期和关断期。开关元件S1作为用于控制来自负荷30的再生的开关工作。

[0113] 另一方面,如图6的(a)所示,当 $V_a > V_b$ 成立时,通过接通开关元件S2,DC电源10a和10b通过开关元件S3和S4而被并联连接。此时的等效电路如图6的(b)所示。

[0114] 参考图6的(b),在DC电源10b与电力线20之间,通过开关元件S3的接通/关断控制,可交替地形成下臂元件的接通期和关断期。类似地,在DC电源10a与电力线20之间,通过开关元件S3和S4的共同接通/关断控制,可交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期和关断期。开关元件S1作为用于控制来自负荷30的再生的开关工作。

[0115] 首先参考图7和8,将详细地描述电力变换器50的PB模式下的升压操作。

[0116] 图7示出在PB模式下的DC电源10a的DC/DC变换(升压操作)。

[0117] 参考图7的(a),通过接通开关元件S3和S4的对并且通过关断开关元件S1和S2的对,形成用于在电抗器L1中存储能量电流路径150。因此,获得升压斩波电路的下臂元件被接通的状态。

[0118] 与之相反,参考图7的(b),通过关断开关元件S3和S4的对并且通过接通开关元件S1和S2的对,形成用于与DC电源10a的能量一起输出存储在电抗器L1中的能量的电流路径151。因此,获得升压斩波电路的上臂元件被接通的状态。

[0119] 通过交替地重复第一周期和第二周期,交替地形成图7的(a)中的电流路径150和图7的(b)中的电流路径151,在第一周期中,开关元件S3和S4的对被接通且开关元件S1和S2中的至少一者被关断,在第二周期中,开关元件S1和S2的对被接通且开关元件S3和S4中的至少一者被关断。

[0120] 结果,针对DC电源10a形成升压斩波电路,该升压斩波电路以开关元件S1和S2的对作为上臂元件的等效元件且以开关元件S3和S4的对作为下臂元件的等效元件。在图7所示的DC/DC变换操作中,没有到DC电源10b的电流流通路径,因此,DC电源10a和10b相互不干扰。具体地,可以独立地控制向/从DC电源10a和10b的电力输入/输出。

[0121] 在此类DC/DC变换中,下面的等式(1)所表示的关系在DC电源10a的电压 V_a 与电力线20的输出电压 V_H 之间成立。在等式(1)中, D_a 表示其中开关元件S3和S4的对被接通的周期的占空比。在下面的每个等式中,符号“ $\times$ ”被视为乘号。

[0122] $V_H = 1 / (1 - D_a) \times V_a \cdots (1)$

[0123] 图8示出在PB模式下的DC电源10b的DC/DC变换(升压操作)。

[0124] 参考图8的(a),通过接通开关元件S2和S3的对并且通过关断开关元件S1和S4的对,形成用于在电抗器L2中存储能量的电流路径160。因此,获得升压斩波电路的下臂元件被接通的状态。

[0125] 与之相反,参考图8的(b),通过关断开关元件S2和S3的对并且通过接通开关元件S1和S4的对,形成用于与DC电源10b的能量一起输出存储在电抗器L2中的能量的电流路径161。因此,获得升压斩波电路的上臂元件被接通的状态。

[0126] 通过交替地重复第一周期和第二周期,交替地形成图8的(a)中的电流路径160和图8的(b)中的电流路径161,在第一周期中,开关元件S2和S3的对被接通且开关元件S1和S4中的至少一者被关断,在第二周期中,开关元件S1和S4的对被接通且开关元件S2和S3中的至少一者被关断。

[0127] 结果,针对DC电源10b形成升压斩波电路,该升压斩波电路以开关元件S1和S4的对作为上臂元件的等效元件,以开关元件S2和S3的对作为下臂元件的等效元件。在图8所示的DC/DC变换操作中,不存在包括DC电源10a的电流流通路径,因此,DC电源10a和10b相互不干扰。具体地,可以独立地控制向/从DC电源10a和10b的电力输入/输出。

[0128] 在此类DC/DC变换中,下面的等式(2)所表示的关系在DC电源10b的电压Vb与电力线20的输出电压VH之间成立。在等式(2)中,Db表示其中开关元件S2和S3的对被接通的周期的占空比。

[0129] $V_H = 1 / (1 - D_b) \times V_b \cdots (2)$

[0130] 图9示出描述在PB模式下的用于控制开关元件的示例性操作的波形图。图9示出当在DC电源10a的PWM控制中使用的载波CWa和在DC电源10b的PWM控制中使用的载波CWb具有相同频率且同相时的实例。

[0131] 参考图9,在PB模式下,例如,如在PTL 4中所描述的:可对DC电源10a和10b中的一者的输出进行反馈控制(电压控制),以补偿输出电压VH的电压偏差($V_{HD} = V_H^* - V_H$),并且可对DC电源10a和10b中的另一者的输出进行反馈控制(电流控制),以补偿电流Ia或Ib的与电流指令值的电流偏差。此时,可以设定电流控制的指令值(I_a^* 或 I_b^*),以控制相应DC电源的电力。

[0132] 例如,当对DC电源10a的输出进行电流控制的同时对DC电源10b的输出进行电压控制时,基于电流偏差IaD($I_{aD} = I_a^* - I_a$)计算占空比Da,并基于电压偏差VHD($V_{HD} = V_H^* - V_H$)计算占空比Db。

[0133] 控制脉冲信号SDa基于在用于控制DC电源10a的输出的占空比Da与载波CWa之间的电压比较而产生。类似地,控制脉冲信号SDb基于在用于控制DC电源10b的输出的占空比Db与载波CWb之间的比较而产生。控制脉冲信号/SDa、/SDb是控制脉冲信号SDa和SDb的反转信号。

[0134] 如图10所示,基于控制脉冲信号SDa(/SDa)和SDb(/SDb)的逻辑运算来设定控制信号SG1到SG4。

[0135] 开关元件S1形成图7和8所示的升压斩波电路的每一者中的上臂元件。因此,用于控制开关元件S1的接通/关断的控制信号SG1根据控制脉冲信号/SDa和/SDb的逻辑或而产生。

生。因此,开关元件S1的接通/关断被控制,以同时实现图7所示的升压斩波电路(DC电源10a)的上臂元件的功能以及图8所示的升压斩波电路(DC电源10b)的上臂元件的功能。

[0136] 开关元件S2形成图7所示的升压斩波电路中的上臂元件以及图8所示的升压斩波电路中的下臂元件。因此,用于控制开关元件S2的接通/关断的控制信号SG2根据控制脉冲信号/SDa和SDb的逻辑或而产生。因此,开关元件S2的接通/关断被控制,以同时实现图7所示的升压斩波电路(DC电源10a)的上臂元件的功能以及图8所示的升压斩波电路(DC电源10b)的下臂元件的功能。

[0137] 类似地,用于开关元件S3的控制信号SG3根据控制脉冲信号SDa和SDb的逻辑或而产生。因此,开关元件S3的接通/关断被控制,以同时实现图7所示的升压斩波电路(DC电源10a)的下臂元件的功能以及图8所示的升压斩波电路(DC电源10b)的下臂元件的功能。

[0138] 此外,用于开关元件S4的控制信号SG4根据控制脉冲信号SDa和/SDb的逻辑或而产生。因此,开关元件S4的接通/关断被控制,以同时实现图7所示的升压斩波电路(DC电源10a)的下臂元件的功能以及图8所示的升压斩波电路(DC电源10b)的上臂元件的功能。

[0139] 在PB模式下,由于控制信号SG2和SG4被设定在互补水平上,因此开关元件S2和S4互补地被接通/关断。因此,自然地切换图5所示的 $V_b > V_a$ 成立时的操作和图6所示的 $V_a > V_b$ 成立时的操作。此外,可以通过互补地接通/关断开关元件S1和S3,根据DC电源10a和10b的占空比Da和Db执行DC电力变换。

[0140] 再次参考图9,控制信号SG1到SG4根据图10所示的逻辑运算表达式,基于控制脉冲信号SDa(/SDa)和SDb(/SDb)而产生。通过根据控制信号SG1到SG4来接通/关断开关元件S1到S4,控制流过电抗器L1的电流I(L1)和流过电抗器L2的电流I(L2)。电流I(L1)与DC电源10a的电流Ia对应,电流I(L2)与DC电源10b的电流Ib对应。

[0141] 以此方式,在PB模式下,当在DC电源10a、10b与电力线20之间并联地执行输入/输出DC电力的DC/DC变换时,输出电压VH可被控制为采取电压指令值VH*。此外,根据经过电流控制的DC电源的电流指令值,可以控制向/从该DC电源的电力输入/输出。

[0142] 在PB模式下,用于补偿短缺的电力将是向/从已进行了电压控制的DC电源的输入/输出,该短缺是由针对向/从负荷30的电力输入/输出(下文也称为负荷电力PL)的向/从已进行了电流控制的DC电源的输入/输出电力所引起的。因此,通过设定电流控制中的电流指令值,可以间接地控制DC电源之间的电力分配比。此外,通过设定电流指令值,也可以执行允许来自一个DC电源的输出电力充入到另一DC电源的操作。在下文中,电力Pa、电力Pb、作为整体的DC电源10a和10b向/从电力线20输入/输出的总电力PH($PH = Pa + Pb$)、以及负荷电力PL的电力值将在各个DC电源10a和10b的放电期间以及在负荷30的电力运行操作期间以正值表示,并且将在各个DC电源10a和10b的充电期间以及在负荷30的再生操作期间以负值表示。

[0143] (直接连接模式下的电路操作)

[0144] 应理解,在直接连接模式下,PD模式、SD模式、aD模式和bD模式中的任一者根据图3通过使开关元件S1到S4保持接通/关断来实现。

[0145] 在PD模式下,通过使开关元件S1、S2和S4保持接通,同时使开关元件S3保持关断, $VH = \max(V_a, V_b)$ 成立。在SD模式下,使开关元件S2和S4保持关断,同时使开关元件S1和S3保持接通。由此, $VH = V_a + V_b$ 成立。

[0146] 在aD模式下,使开关元件S1和S2保持接通,同时使开关元件S3和S4保持关断。由此, $V_H = V_a$ 成立(前提是 $V_a > V_b$)。另一方面,在bD模式下,使开关元件S1和S4保持接通,同时使开关元件S2和S3保持关断。由此, $V_H = V_b$ 成立(前提是 $V_b > V_a$)。

[0147] (SB模式下的电路操作)

[0148] 接下来将参考图11和12来描述SB模式下的电路操作。

[0149] 如图11的(a)所示,通过使开关元件S3保持接通,DC电源10a和10b可与电力线20串联连接。此时的等效电路如图11的(b)示出。

[0150] 参考图11的(b),在SB模式下,在串联连接的DC电源10a和10b与电力线20之间,可通过共同控制开关元件S2和S4的接通/关断来交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期和关断期。在开关元件S2和S4的关断期被接通的开关元件S1作为用于控制来自负荷30的再生的开关操作。进一步地,通过使开关元件S3保持接通,等效地形成将电抗器L1连接到开关元件S4的线路15。

[0151] 接下来将参考图12来描述SB模式下的DC-DC变换(升压操作)。

[0152] 参考图12的(a),在使开关元件S3保持接通以串联地连接DC电源10a和10b的同时,接通开关元件S2和S4的对并且关断开关元件S1。因此,形成用于在电抗器L1和L2中存储能量的电流路径170和171。结果,对于串联连接的DC电源10a和10b,获得升压斩波电路的下臂元件被接通的状态。

[0153] 参考图12的(b),与图12的(a)相反,在使开关元件S3保持接通的同时,关断开关元件S2和S4的对并且接通开关元件S1。因此,形成电流路径172。通过电流路径172,来自串联连接的DC电源10a和10b的能量与存储在电抗器L1和L2中的能量的总和被输出到电力线20。结果,对于串联连接的DC电源10a和10b,获得升压斩波电路的上臂元件被接通的状态。

[0154] 在开关元件S3保持接通的情况下,通过交替地重复第一周期和第二周期,交替地形成图12的(a)中的电流路径170和171以及图12的(b)中的电流路径172,在第一周期中,接通开关元件S2和S4的对并且关断开关元件S1,在第二周期中,接通开关元件S1并且关断开关元件S2和S4。

[0155] 在SB模式下的DC/DC变换中,下面的等式(3)所表示的关系在DC电源10a的电压 V_a 、DC电源10b的电压 V_b 与电力线20的输出电压 V_H 之间成立。在等式(3)中, D_c 表示其中开关元件S2和S4的对被接通的第一周期的占空比。

[0156] $V_H = 1 / (1 - D_c) \times (V_a + V_b) \cdots (3)$

[0157] 然而,应注意,如果 V_a 和 V_b 不同,或者如果电抗器L1和L2具有不同的电感,则电抗器L1和L2在图12的(a)所示的操作结束时具有不同的电流值。因此,紧接在转换到图12的(b)所示的操作之后,如果电抗器L1的电流较大,则差电流(differential current)流过电流路径173。如果电抗器L2的电流较大,则差电流流过电流路径174。

[0158] 图13示出描述在SB模式下的用于控制开关元件的示例性操作的波形。

[0159] 在SB模式下,如图PTL 4所述,计算等式(3)中的占空比以补偿输出电压 V_H 的电压偏差 V_{HD} ($V_{HD} = V_H^* - V_H$)。然后,控制脉冲信号 SD_c 基于载波 CW 与占空比 D_c 之间的电压比较而产生。控制脉冲信号/ SD_c 是控制脉冲信号 SD_c 的反转信号。在SB模式下,DC电压($V_a + V_b$)与输出电压 V_H 之间的DC/DC变换通过图12所示的升压斩波电路来执行。

[0160] 如图14所示,可基于控制脉冲信号 SD_c ($/SD_c$)的逻辑运算而设定控制信号 $SG1$ 到

SG4。

[0161] 控制脉冲信号SDc被设定为用于构成升压斩波电路的下臂元件的开关元件S2和S4的对的控制信号SG2和SG4。类似地,用于构成升压斩波电路的上臂元件的开关元件S1的控制信号SG1通过控制脉冲信号/SDc而获得。结果,其中构成下臂元件的开关元件S2和S4的对被接通的周期以及其中构成上臂元件的开关元件S1被接通的周期互补地被设置。

[0162] 在SB模式下,在处于串联连接状态的DC电源10a和10b与电力线20(负荷30)之间执行双向DC/DC变换。因此,无法直接控制DC电源10a的电力Pa和DC电源10b的电力Pb。也就是,DC电源10a和10b的电力Pa与电力Pb之间的比根据下面的等式(4),基于电压Va和Vb的比而被自动确定。应注意,与PB模式类似,电力根据向/从DC电源10a和10b的输入/输出电力之和(Pa+Pb)而被提供给负荷30。

[0163] $P_a:P_b=V_a:V_b\cdots(4)$

[0164] 以此方式,用于作为整体的DC电源10a和10b向/从电力线20输入/输出的电力的总电力PH($PH=P_a+P_b$)的在DC电源10a与10b之间的电力分配在多个操作模式之间不同。

[0165] (每个操作模式下的电力分配比和输出电压范围)

[0166] 再次参考图3,将通过比较来描述每个操作模式下的DC电源10a与10b之间的电力分配比k和输出电压VH的范围。

[0167] 在PB模式下,通过设定将进行电流控制的DC电源中的电流指令值,可以控制DC电源10a与10b之间的电力分配比k。应注意,电力分配比k通过DC电源10a的输出电力Pa相对于总电力PH的比($k=P_a/PH$)来定义。

[0168] 在PB模式下,输出电压VH可以被控制在从 $\max(V_a,V_b)$ (表示电压Va和Vb的最大值)到上限电压VHmax(表示输出电压VH的控制上限值)的范围内。应注意,当 $V_a>V_b$ 成立时, $\max(V_a,V_b)=V_a$ 成立,而当 $V_b>V_a$ 成立时, $\max(V_a,V_b)=V_b$ 成立。上限电压VHmax是在考虑到部件的耐压等的情况下所确定的上限值。

[0169] 在SB模式下,从等式(4)可以理解,电力分配比k根据电压Va和Vb以固定的方式来确定的($k=V_a/(V_a+V_b)$)。因此,无法通过DC/DC变换来独立地控制DC电源10a和10b的电力Pa和电力Pb以及电力分配比k。

[0170] 在SB模式下,输出电压VH不能被设定为低于 (V_a+V_b) 的值。在SB模式下,输出电压VH不能被控制在从 (V_a+V_b) 到上限电压VHmax的范围内。

[0171] 由于在aB模式下仅使用DC电源10a,因此电力分配比k被保持为1.0。于是,通过基于等式(1)中的占空比Da控制图7所示的升压斩波电路,输出电压VH可被控制在从 $\max(V_a,V_b)$ 到上限电压VHmax的范围内。

[0172] 由于在bB模式下仅使用DC电源10b,因此电力分配比k被保持为0。于是,通过基于等式(2)中的占空比Db控制图8所示的升压斩波电路,输出电压VH可被控制在从 $\max(V_a,V_b)$ 到VHmax的范围内。

[0173] 在PD模式下,DC电源10a和10b与电力线20并联连接。因此,根据DC电源10a和10b的内阻,电力分配比k被唯一地确定。这样,各个DC电源10a和10b的输出电力Pa和输出电力Pb无法被独立地控制。具体而言, $k=R_b/(R_a+R_b)$ 成立,其中Ra指示DC电源10a的内阻,Rb指示DC电源10b的内阻。由于 $VH=V_a$ 被保持($VH=V_b$),因此输出电压VH无法根据电压指令值VH*而被控制。应注意,如上所述,当电压Va与Vb之间的电压差小时,可以有限地应用PD模式。

[0174] 在SD模式下,DC电源10a和10b与电力线20串联地进行电连接。因此,输出电压VH被保持为 V_a+V_b 。也就是,输出电压VH无法根据电压指令值 VH^* 而被控制。与SB模式类似,电力分配比k根据电压 V_a 和 V_b 以固定的方式确定。因此,电力分配比k无法通过DC/DC变换独立地控制。

[0175] 当应用aD模式时,如上所述,需要满足 $V_a>V_b$ 这一条件。因此,DC电源10b断开与电力线20的连接,同时DC电源10a被连接到电力线20。这样,输出电压VH被保持为 V_a 。由于仅从DC电源10a执行电力的供给,因此电力分配比k被保持为1.0。

[0176] 类似地,当应用bD模式时,如上所述,需要满足 $V_b>V_a$ 这一条件。因此,DC电源10a断开与电力线20的连接,同时DC电源10b被连接到电力线20。这样,输出电压VH被保持为 V_b 。由于仅从DC电源10b执行电力的供给,因此电力分配比k被保持为0。

[0177] 以此方式,应用于电力变换器50的操作模式被分为电力分配控制模式和电力分配保持模式,在电力分配控制模式下,DC电源10a与10b之间的电力分配(电力分配比k)通过用于VH控制的DC/DC变换可控制,在电力分配保持模式下,DC电源10a与10b之间的电力分配以固定的方式确定。PB模式被包括在电力分配控制模式中。另一方面,其余的SB模式、SD模式、aB模式、bB模式、aD模式、bD模式和PD模式被包括在电力分配保持模式中。电力分配控制模式(PB模式)与“第一操作模式”对应,电力分配保持模式与“第二操作模式”对应。

[0178] 如图3所示,在电力变换器50中,可以从电力变换器50输出的输出电压VH的范围在各个操作模式中不同。因此,操作模式的选择也根据所要求的输出电压VH而受到限制。

[0179] 在属于升压模式的aB模式、bB模式和PB模式下,输出电压VH可根据电压指令值 VH^* 被控制在从 $\max(V_a, V_b)$ 到 $VH_{\max}$ 的范围内。另一方面,在SB模式下,输出电压VH不能被控制为低于 (V_a+V_b) 。也就是,在SB模式下,输出电压VH可根据电压指令值 VH^* 而被控制在从 (V_a+V_b) 到 $VH_{\max}$ 的范围内。

[0180] 在直接连接模式下,输出电压VH根据DC电源10a和10b的电压 V_a 和 V_b 而被保持。也就是,当应用直接连接模式时,输出电压VH无法被控制为采取任意电压。

[0181] 图15是描述与根据本实施例的电力变换器控制做出的模式选择相关的控制结构的功能框图。应注意,包括图15的各个功能框图中示出的各个功能框应该通过由控制装置40执行的硬件和/或软件处理实现。

[0182] 参考图15,操作模式选择单元600基于负荷30的工作状态(负荷状态)和DC电源10a和10b的工作状态(电源状态)选择操作模式。操作模式选择单元600产生指示操作模式选择结果的模式选择信号MD#。

[0183] 与在图2的示例性配置中一样地,当负荷30包括电动发电机35时,操作模式选择单元600可以基于电动发电机35的速度和转矩选择操作模式。或者,可以使用其上安装有电动发电机35的电动车辆的工作状态(车速、加速踏板位置等)作为负荷30的工作状态来选择操作模式。

[0184] 例如,执行由操作模式选择单元600做出的操作模式选择,使得在确保根据下面将描述的操作指令的负荷30的操作的同时最小化电源系统5的总损耗。

[0185] 为了确保根据操作指令的负荷30的操作,将被提供给负荷30的输出电压VH需要被设定为大于或等于与负荷30的工作状态对应的特定电压。当负荷30被配置为包括电动发电机35时,需要使与逆变器32的DC链接侧电压对应的输出电压VH大于或等于在电动发电机35

的线圈绕组(未示出)中产生的感应电压。

[0186] 可从电动发电机35输出的转矩的范围根据输出电压 V_H 改变。具体而言,当输出电压 V_H 增大时,可输出的转矩也增大。因此,需要例如使输出电压 V_H 落在这样的电压范围内:其中,电动发电机35可以输出与由电动车辆的行驶控制所确定的转矩指令值对应的转矩。

[0187] 从这些观点,根据操作指令的操作负荷30所需的输出电压 V_H 的最小值(最低电压)依照负荷30的工作状态(在图2的示例性配置中,电动发电机35的转矩和速度)而被设定。

[0188] 此外,在电动发电机35的转矩控制中,输出相同转矩时的电流相位根据逆变器32的DC链接电压(输出电压 V_H)而变化。电动发电机35中的输出转矩与电流大小的比率(即,电动机效率)根据电流的相位而变化。因此,当电动发电机35的转矩指令值被设定时,可以对应于该转矩指令值确定最佳电流相位以及用于实现该最佳电流相位的输出电压 V_H ,在该最佳电流相位下,逆变器32和电动发电机35中的效率最大,也就是,功耗最小。

[0189] 另一方面,电力变换器50的功耗通过直接连接模式的应用而显著降低。因此,如果通过将 V_H 设定为 V_a 或 V_b (在aD、bD或PD模式下)或将 V_H 设定为 V_a+V_b (在SD模式下)而导致的电力变换器50的功耗下降量大于由从最佳电流相位的偏离所导致的电动发电机35的功耗增加量,则可降低作为整体的电源系统5的效率。

[0190] 以此方式,最佳输出电压 V_H 和最佳操作模式根据负荷30的工作状态(例如,转矩和速度)而不同。操作模式选择单元600执行最佳输出电压(下文也称为最佳工作电压 $V_{H\#}$)的设定和操作模式的选择,以使得在大于或等于上述最低电压的电压范围内电源系统5的总损耗最小。最佳工作电压 $V_{H\#}$ 被设定在大于或等于上述最低电压且小于或等于 V_{Hmax} 的电压范围。

[0191] 例如,可以提前生成设定映射,在该映射中,上述最低电压与负荷30的工作状态(例如,转矩和速度)对应。此外,通过相对于输出电压 V_H 推定逆变器32和电动发电机35的功耗以及电力变换器50的功耗,可以选择根据当前负荷状态和当前电源状态的最佳工作电压 $V_{H\#}$ 和最佳操作模式。

[0192] 电力上限值设定单元720基于DC电源10a和10b的电源状态设定电力上限值 P_{amax} 和 P_{bmax} 。每个电力上限值指示放电电力的上限值,并且被设定为0或正值。当电力上限值被设定为0时,意味着从相应DC电源的放电被禁止。例如,电力上限值 P_{amax} 可基于DC电源10a的SOCa和温度 T_a 而被设定。与 P_{amax} 类似,电力上限值 P_{bmax} 也可基于DC电源10b的状态(SOCb、 T_b 、 I_b 和 V_b)而被设定。

[0193] 电力下限值设定单元730基于DC电源10a和10b的电源状况设定电力下限值 P_{amin} 和 P_{bmin} 。每个电力下限值指示充电电力的上限值,并且被设定为0或负值。当电力下限值被设定为0时,意味着相应DC电源的充电被禁止。例如,电力下限值 P_{amin} 可基于DC电源10a的SOCa和温度 T_a 而被设定。与 P_{amin} 类似,电力下限值 P_{bmin} 也可基于DC电源10b的状况(SOCb、 T_b 、 I_b 和 V_b)而被设定。

[0194] 应注意,作为整体的DC电源10a和10b的总电力PH的电力上限值 PH_{max} ($PH_{max}=P_{amax}+P_{bmax}$)和电力下限值 PH_{min} ($PH_{min}=P_{amin}+P_{bmin}$)可根据电力上限值 P_{amax} 和 P_{bmax} 以及电力下限值 P_{amin} 和 P_{bmin} 而被设定。负荷30的操作指令被限制为使得负荷电力指令值 PL^* 落在从 PH_{min} 到 PH_{max} 的范围内。因此,可以在不引起DC电源10a和10b的过充电和过放电的情况下操作负荷30。例如,电动发电机35的转矩指令值根据其上安装有电动发电机35的

电动车辆的工作状态(车速、加速踏板位置等),被设定为限于落在其中 PL^* 大于或等于 PH_{min} 且小于或等于 PH_{max} 的范围内。

[0195] 操作模式切换控制单元710产生用于指定电力变换器50的操作模式的模式控制信号MD。电力变换器50的操作模式由模式控制信号MD确定。

[0196] 当操作模式选择单元600选择的操作模式(即,根据模式选择信号MD#的操作模式)不同于当前操作模式(即,根据模式控制信号MD的操作模式)时,操作模式切换控制单元710控制操作模式的转换。在下文中,根据模式选择信号MD#的操作模式也被称为“转换后的操作模式”。

[0197] 如稍后将描述的,操作模式切换控制单元710基于DC电源10a和10b的当前输出电压 V_H 、电压 V_a 和 V_b 、内阻 R_a 和 R_b 、负荷电力指令值 PL^* 、电力上限值 P_{amax} 和 P_{bmax} 、以及电力下限值 P_{amin} 和 P_{bmin} ,确定从当前操作模式到转换后的操作模式的可切换性。

[0198] 变换器指令产生单元700基于负荷电力指令值 PL^* 、模式选择信号MD、电力上限值 P_{amax} 和 P_{bmax} 、以及电力下限值 P_{amin} 和 P_{bmin} ,设定将被执行电流控制的DC电源10a的电力指令值 Pa^* 。

[0199] 变换器指令产生单元700根据模式控制信号MD所指定的操作模式设定电压指令值 VH^* 。基本而言,电压指令值 VH^* 在其中通过切换控制执行输出电压控制的PB模式、SB模式、aB模式和bB模式下根据最佳工作电压 VH^* 而被设定。另一方面,在SD模式、PD模式、aD模式和bD模式下,如图3所示,输出电压 V_H 由电压 V_a 和/或电压 V_b 唯一地被确定。因此,在这些直接连接模式下,电压指令值 VH^* 在每种模式下被设定为根据电压 V_a 和/或电压 V_b 的电压值。

[0200] 此外,在PB模式下,变换器指令产生单元700可以通过适当地设定电力指令值 Pa^* 来控制DC电源10a与10b之间的电力分配比 k 。

[0201] 图16是描述根据来自变换器指令产生单元700的操作指令值的电力变换器50的控制结构的功能框图。

[0202] 参考图16,占空比计算单元300通过根据由变换器指令产生单元700设定的电力指令值 Pa^* 和电压指令值 VH^* 对DC电源10a的电力 P_a (电压 V_a 和电流 I_a)和输出电压 V_H 进行反馈控制来计算等式(1)和(2)的占空比 Da 和 Db 。

[0203] 如上所述,在PB模式下,通过设定被执行电流控制的DC电源(这里,DC电源10a)的电流指令值 Ia^* 以使得 $Ia^*=Pa^*/V_a$ 成立,可以通过使用对电流 I_a 的反馈控制计算占空比 Da 来将电力 P_a 控制为采取电力指令值 Pa^* 。

[0204] 另一方面,对于被执行电压控制的DC电源(这里,DC电源10b),可以通过使用对输出电压 V_H 的反馈控制计算占空比 Db 来将输出电压 V_H 控制为采取电压指令值 VH^* 。

[0205] PWM控制单元400通过基于由占空比计算单元300设定的占空比 Da 和 Db 以及从载波产生单元410接收的载波 CW_a 和 CW_b 进行脉宽调制控制,产生用于开关元件 S_1 到 S_4 的控制信号 SG_1 到 SG_4 。由PWM控制单元400进行的脉宽调制控制和控制信号 SG_1 到 SG_4 的产生如参考图9和10所述以类似的方式执行,因此,不再重复详细描述。

[0206] 因此,可对输出电压 V_H 进行反馈控制以采取电压指令值 VH^* ,而且可对DC电源10a的电力 P_a 进行反馈控制以采取电力指令值 Pa^* 。DC电源10b的电力 P_b 也可被控制,以使得作为根据电力指令值 Pa^* 控制DC电源10a的输出以及根据电压指令值 VH^* 控制DC电源10b的输出的结果, $P_b=PL^*-Pa^*$ 成立。因此,DC电源10a和10b的电力 P_a 和 P_b 根据电力指令值 Pa^* 和

(PL^*-Pa^*), 即, 根据电力分配比 k 而被控制。

[0207] 应注意, 在SB模式下, 占空比计算单元300通过根据由变换器指令产生单元700设定的电压指令值 VH^* 对输出电压 VH 进行反馈控制来计算等式(3)中的占空比 Dc 。此外, PWM控制单元400通过基于由占空比计算单元300设定的占空比 Dc 以及从载波产生单元410接收的载波 CWa 执行脉宽调制控制(图13), 产生用于开关元件 $S1$ 到 $S4$ 的控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 。由PWM控制单元400执行的脉宽调制控制和控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 的产生如参考图14所述以类似的方式执行, 因此, 不再重复详细描述。

[0208] 在aB模式下, 占空比计算单元300通过根据由变换器指令产生单元700设定的电压指令值 VH^* 对输出电压 VH 进行反馈控制来计算等式(1)中的占空比 Da 。然后, PWM控制单元400通过基于由占空比计算单元300设定的占空比 Da 以及从载波产生单元410接收的载波 CWa 执行脉宽调制控制, 产生用于开关元件 $S1$ 到 $S4$ 的控制信号 $SG1$ 到 $SG4$, 以控制图7所示的升压斩波电路。由PWM控制单元400执行的脉宽调制控制和控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 的产生是根据图10中的控制脉冲信号 SDa 和 $/SDa$ 执行的。

[0209] 类似地, 在bB模式下, 占空比计算单元300通过根据由变换器指令产生单元700设定的电压指令值 VH^* 对输出电压 VH 进行反馈控制来计算等式(2)中的占空比 Db 。然后, PWM控制单元400通过基于由占空比计算单元300设定的占空比 Db 以及从载波产生单元410接收的载波 CWb 执行脉宽调制控制, 产生用于开关元件 $S1$ 到 $S4$ 的控制信号 $SG1$ 到 $SG4$, 以控制图8所示的升压斩波电路。由PWM控制单元400执行的脉宽调制控制和控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 的产生是根据图10中的控制脉冲信号 SDb 和 $/SDb$ 执行的。

[0210] 图17是描述与电力变换器的操作模式的切换相关的根据本发明第一实施例的控制处理的流程图。根据图17所示的流程图的控制处理由控制装置14周期性地执行。

[0211] 参考图17, 控制装置40在步骤S100中读取负荷30的当前工作状态以及DC电源10a和10b的当前电源状况。因此, 电力上限值 $Pamax$ 和 $Pbmax$ 以及电力下限值 $Pamin$ 和 $Pbmin$ 也可被读取为DC电源10a和10b的限制值。此外, 还获得负荷电力指令值 PL^* 。

[0212] 此外, 控制装置40在步骤S200中基于负荷30的工作状态以及DC电源10a和10b的工作状态(电源状况)选择操作模式, 以使得在确保根据操作指令的负荷30的操作的同时电源系统5的总损耗最小。也就是, 步骤S200中的处理与图15所示的操作模式选择单元600的功能对应。在步骤S200中, 设定用于选择适合于当前工作状态的操作模式的模式选择信号 $MD\#$ 。

[0213] 控制装置40在步骤S300中判定根据模式控制信号 MD 的操作模式(即, 当前操作模式)和根据在步骤200中设定的模式选择信号 $MD\#$ 的操作模式(即, 转换后的操作模式)是否彼此相符。

[0214] 当它们彼此相符时($MD=MD\#$), 也就是, 当在步骤S300中做出“是”判定时, 控制装置40使处理推进到步骤S500以维持模式控制信号 MD 。也就是, 在保持当前应用的操作模式的同时操作电力变换器50。

[0215] 另一方面, 在当前操作模式和转换后的操作模式不同时(当在步骤S300中做出“否”判定时), 控制装置40在步骤S400中判定向转换后的操作模式的可切换性。

[0216] 步骤S400包括: 步骤410, 该步骤判定有关输出电压 VH 的要求(VH 要求); 步骤S420, 该步骤判定有关DC电源10a与10b之间的电力分配比 k 的要求(电力分配要求); 以及步骤

S430,该步骤判定有关DC电源10a和10b的电力保护的要求(电力保护要求)。如稍后将描述的,VH要求(S410)、电力分配要求(S420)和电力保护要求(S430)针对当前操作模式和转换后的操作模式的每个组合而被提前设定。

[0217] 当已经满足所有的VH要求(S410)、电力分配要求(S420)和电力保护要求(S430)时,控制装置40允许切换到转换后的操作模式,并且使处理推进到步骤S600。在步骤S600中,控制装置40更改模式控制信号MD,以指定根据模式选择信号MD#的操作模式。因此,电力变换器50执行从当前操作模式到转换后的操作模式的切换。

[0218] 与之相反,当尚未满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的至少任一者时(当在S410到S430中的任一者中做出“否”判定时),控制装置40使处理推进到步骤S700。

[0219] 在步骤S700中,控制装置40禁止从当前模式到转换后的操作模式的切换,并且执行模式切换处理。因此,根据模式选择信号MD#的模式切换暂停,维持当前模式控制信号MD。如稍后将描述的,在模式切换处理中,电力变换器50的操作被控制以满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求以切换到转换后的操作模式。

[0220] 接下来,将按顺序详细地描述每个操作模式的切换中的模式切换要求和模式切换处理。

[0221] 图18是描述从PB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0222] 参考图18,当做出从PB模式到SB模式的转换时,核查VH要求、电力分配要求和电力保护要求。由于SB模式下的VH范围(从 (V_a+V_b) 到 V_{Hmax})比PB模式下的VH范围(从 $\max(V_a, V_b)$ 到 V_{Hmax})窄,因此VH要求是满足 $VH > V_a+V_b$ 。

[0223] 当 $VH < V_a+V_b$ 成立时,在步骤S410中做出“否”判定(图17)。因此,不允许向SB模式的切换,因为VH要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,电压指令值 VH^* 朝着 (V_a+V_b) 升高。通常,单个控制周期中的 VH^* 的增加量受到限制,以避免输出电压VH突然改变。在后续控制周期中,当输出电压VH随着电压指令值 VH^* 的增加而变得高于 V_a+V_b 时,满足VH要求。因此,现在在步骤S410中做出“是”判定。

[0224] 如上所述,在SB模式下,DC电源10a与10b之间的电力分配比k根据电压 V_a 和 V_b 以固定的方式确定。此时用 k_1 表示电力分配比, k_1 通过下面的等式(5)表示。

[0225] $k_1 = V_a / (V_a + V_b) \cdots (5)$

[0226] 因此,当在当前电力分配比k偏离 k_1 的状态下做出向SB模式的转换时,DC电源10a和10b的输出电力急剧地变化。因此,向负荷30的输出(电压和/或电流)可能变动而变得不稳定。

[0227] 因此,当做出从PB模式到SB模式的转换时,在PB模式下的电力分配比k变得等于 k_1 之后,允许向SB模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比k与转换到SB模式之后的电力分配比推定值(k_1)之间的差值是否小于预定的判定值。电力分配比k可从DC电源10a和10b的电压值 V_a 和 V_b 以及电流 I_a 和 I_b 连续地获得。此外, k_1 可根据上述等式(5)从DC电源10a和10b的电压 V_a 和 V_b 获得。

[0228] 当电力分配比k与 k_1 之间的差值大于判定值时,在步骤S420(图17)中做出“否”判定。因此,不允许向SB模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比k接近 k_1 的方向上调整电力反馈(DC电源10a)的电力指令值

Pa*。通常,单个控制周期中的Pa*的变化量受到限制,以避免输出电力Pa和输出电力Pb突然改变。当在后续控制周期中电力分配比k随着电力指令值Pa*的变化而与k1基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0229] 由于在SB模式下保持电力分配比,因此,DC电源10a和10b中的每一者的电力也根据下面的等式(6)和(7)以固定的方式被确定为采取Pa(SB)和Pb(SB)。

$$[0230] \quad P_a(SB) = PL * x \quad k1 \cdots (6)$$

$$[0231] \quad P_b(SB) = PL * x (1 - k1) \cdots (7)$$

[0232] 因此,当做出从PB模式到SB模式的转换时,作为电力保护要求,需要判定等式(6)和(7)所确定的电力Pa(SB)和电力Pb(SB)是否已经达到DC电源10a和10b的限制值(即,电力上限值Pamax和Pbmax以及电力下限值Pamin和Pbmin)。

[0233] 在步骤S430(图17)中,作为电力保护要求,判定电力Pa(SB)是否落在从Pamin到Pamax的范围内,以及Pb(SB)是否落在从Pbmin到Pbmax的范围内。

[0234] 当电力Pa(SB)和电力Pb(SB)中的至少任一者已经达到限制值时,也就是,当Pa(SB)落在从Pamin到Pamax的范围之外或者当Pb(SB)落在从Pbmin到Pbmax的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向SB模式的切换,因为电力保护要求不成立。

[0235] 另一方面,当电力Pa(SB)和电力Pb(SB)两者都尚未达到限制值时,也就是,当Pa(SB)落在从Pamin到Pamax的范围内并且当Pb(SB)落在从Pbmin到Pbmax的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。

[0236] 接下来,当做出从PB模式到aB模式的转换时,核查电力分配要求和电力保护要求,但不用核查VH要求。

[0237] 如上所述,VH范围在PB模式和aB模式下均是从max(Va,Vb)到VHmax的VH范围。因此,无需对模式切换中的输出电压VH做出限制。因此,不设定VH要求。因而,当做出从PB模式到aB模式的转换时,在步骤S410(图17)中无条件地做出“是”判定。

[0238] 在aB模式下,由于仅使用DC电源10a,电力分配比k变得等于1.0。而且,DC电源10a的电力Pa变得等于PL*(Pb=0)。因而,当在当前电力分配比k偏离1.0的状态下做出向aB模式的转换时,DC电源10a和10b的输出电力急剧地变化。向负荷30的输出(电压和/或电流)因而可能变得不稳定。

[0239] 因此,当做出从PB模式向aB模式的转换时,在PB模式下的电力分配比k变得等于1.0之后,允许向aB模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比k与转换到aB模式之后的电力分配比(1.0)之间的差值是否小于预定的判定值。

[0240] 由于在步骤S420(图17)中做出“否”判定直至电力分配比k变得基本为1.0,因此,不允许向aB模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比k接近1.0的方向上调整电力反馈(DC电源10a)的电力指令值P*。在后续控制周期中,当电力分配比k随着电力指令值Pa*的变化而与1.0基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0241] 在仅使用DC电源10a的aB模式下,Pa=PL*和Pb=0成立。因此,当做出从PB模式到aB模式的转换时,作为电力保护要求,需要判定DC电源10a的电力(即,负荷电力指令值PL*)是否已经达到DC电源10a的限制值(即,电力上限值Pamax和电力下限值Pamin)。

[0242] 在步骤S430(图17)中,作为电力保护要求,判定负荷电力指令值PL*是否落在从

Pamin到Pamax的范围内。当负荷电力指令值 PL^* 落在从Pamin到Pamax的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向aB模式的切换,因为电力保护要求不成立。另一方面,当负荷电力指令值 PL^* 落在从Pamin到Pamax的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。

[0243] 另外当做出从PB模式到bB模式的转换时,核查电力分配要求和电力保护要求,但不用核查VH要求,这点与向aB模式的转换类似。

[0244] 如上所述,在PB模式和bB模式下,VH的范围均是从 $\max(V_a, V_b)$ 到 V_{Vmax} 。因此,当做出从PB模式到bB模式的转换时,同样也不设定VH要求,并且在步骤S410(图17)中无条件地做出“是”判定。

[0245] 由于在bB模式下仅使用DC电源10b,电力分配比 k 变得等于0。而且,DC电源10b的电力 P_b 变得等于 PL^* ($P_a=0$)。因而,当做出从PB模式到bB模式的转换时,在PB模式下的电力分配比 k 变得等于0之后,允许向bB模式的切换,以避免DC电源10a和10b的电力的突然改变。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比 k 与转换到bB模式之后的电力分配比(0)之间的差值是否小于预定的判定值。

[0246] 由于在步骤S420(图17)中做出“否”判定直至电力分配比 k 变得基本为0,因此,不允许向bB模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比 k 接近0的方向上调整电力反馈(DC电源10a)的电力指令值 Pa^* 。在后续控制周期中,当电力分配比 k 随着电力指令值 Pa^* 的变化与0基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0247] 在仅使用DC电源10b的bB模式下, $P_b=PL^*$ 和 $P_a=0$ 成立。因此,当bB模式是转换后的操作模式时,作为电力保护要求,需要判定DC电源10b的电力(即,负荷电力指令值 PL^*)是否已经达到DC电源10b的限制值(即,电力上限值 P_{bmax} 和电力下限值 P_{bmin})。

[0248] 在步骤S430(图17)中,作为电力保护要求,需要判定负荷电力指令值 PL^* 是否落在从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围内。当负荷电力指令值 PL^* 落在从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向bB模式的切换,因为电力保护要求不成立。另一方面,当负荷电力指令值 PL^* 落在从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。

[0249] 接下来,当做出从PB模式到PD模式的转换时,核查VH要求、电力分配要求和电力保护要求。

[0250] 在PD模式下,输出电压VH被保持为 $\max(V_a, V_b)$ 。因此,VH要求是输出电压VH与 $\max(V_a, V_b)$ 基本相符。

[0251] 在步骤S410(图17)中,判定输出电压VH与 $\max(V_a, V_b)$ 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 $\max(V_a, V_b)$ 时,不允许向PD模式的切换,因为VH要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,朝着 $\max(V_a+V_b)$ 调整电压指令值 VH^* 。在后续控制周期中,当输出电压VH随着电压指令值 VH^* 的变化而变得基本等于 $\max(V_a, V_b)$ 时,VH要求得到满足。因此,现在在步骤S410中做出“是”判定。

[0252] 如上所述,在PD模式下,DC电源10a和10b之间的电力分配比 k 根据内阻 R_a 和 R_b 以固定的方式确定。此时的电力分配比 k_2 通过下面的等式(8)表示:

[0253] $k_2 = R_b / (R_a + R_b) \cdots (8)$

[0254] 因此,当做出从PB模式到PD模式的转换时,在PB模式下的电力分配比 k 变得等于 k_2 之后,允许向PD模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比 k 与转换到PD模式之后的电力分配比推定值(k_2)之间的差值是否小于预定的判定值。应注意,DC电源10a和10b的内阻 R_a 和 R_b 可根据提前获得的温度相关性,基于温度 T_a 和 T_b 的检测值而被推定。或者,也可以通过在正使用DC电源10a和10b的同时,基于电压 V_a 和 V_b 以及电流 I_a 和 I_b 获得 (V_a/I_a) 和 (V_b/I_b) 的倾斜度而做出推定。

[0255] 当电力分配比 k 与 k_2 之间的差值大于判定值时,在步骤S420(图17)中做出“否”判定。因此,不允许向PD模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比 k 接近 k_2 的方向上调整电力指令值 P_a^* 。在后续控制周期中,当电力分配比 k 随着电力指令值 P_a^* 的变化而与 k_2 基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0256] 在SD模式下,电力分配比被保持为 k_2 ,DC电源10a和10中的每一者的电力根据上面描述的等式(9)和(10)以固定的方式被确定为采取 P_a (PD)和 P_b (PD)。

[0257] $P_a(\text{PD}) = PL \times k_2 \cdots (9)$

[0258] $P_b(\text{PD}) = PL \times (1 - k_2) \cdots (10)$

[0259] 因此,当做出从PB模式到PD模式的转换时,设定与向SB模式的转换中的电力保护要求类似的电力保护要求。也就是,在步骤S430(图17)中判定根据电力分配比 k_2 的电力 P_a (PD)和电力 P_b (PD)是否已经达到DC电源10a和10b的限制值(即,电力上限值 $P_{a\max}$ 和 $P_{b\max}$ 以及电力下限值 $P_{a\min}$ 和 $P_{b\min}$)。

[0260] 因此,当电力 P_a (PD)和电力 P_b (PD)二者均尚未达到限制值时,也就是,当 P_a (PD)落在从 $P_{a\min}$ 到 $P_{a\max}$ 的范围内并且当 P_b (PD)落在从 $P_{b\min}$ 到 $P_{b\max}$ 的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。与之相反,当电力 P_a (PD)和电力 P_b (PD)中的至少任一者已经达到限制值时,也就是,当 P_a (PD)落在从 $P_{a\min}$ 到 $P_{a\max}$ 的范围之外或者当 P_b (PD)落在从 $P_{b\min}$ 到 $P_{b\max}$ 的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向PD模式的切换,因为电力保护要求不成立。

[0261] 接下来,当做出从PB模式到SD模式的转换时,核查 V_H 要求、电力分配要求和电力保护要求。

[0262] 在SD模式下,输出电压 V_H 被保持为 $V_a + V_b$ 。因此, V_H 要求是输出电压 V_H 与 $V_a + V_b$ 基本相符。在步骤S410(图17)中,判定输出电压 V_H 与 $V_a + V_b$ 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压 V_H 偏离 $V_a + V_b$ 时,不允许向SD模式的切换,因为 V_H 要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,朝着 $V_a + V_b$ 调整电压指令值 V_H^* 。在后续控制周期中,当输出电压 V_H 随着电压指令值 V_H^* 的变化而变得基本等于 $V_a + V_b$ 时, V_H 要求得到满足。因此,现在在步骤S410中做出“是”判定。

[0263] 在SD模式下,与SB模式类似,DC电源10a与10b之间的电力分配比根据电压 V_a 和 V_b 以固定的方式确定。因此,当做出从PB模式到SD模式的转换时,在PB模式下的电力分配比 k 变得等于 k_1 之后,允许向SB模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比 k 与转换到SD模式之后的电力分配比推定值(k_1)之间的差值是否小于预定的判定值。

[0264] 当电力分配比 k 与 k_1 之间的差值大于判定值时,不允许向SB模式的切换,因为电力

分配要求不成立(在S420中做出“否”判定)。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比 k 接近 k_1 的方向上调整电力指令值 Pa^* 。在后续控制周期中,当电力分配比 k 随着电力指令值 Pa^* 的变化而与 k_1 基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0265] 做出向SD模式的转换时的电力 $Pa(SD)$ 和电力 $Pb(SD)$ 通过下面的等式(11)和(12)表示。也就是, $Pa(SD)$ 和 $Pb(SD)$ 分别与转换到SB模式之后的电力 $Pa(SB)$ 和电力 $Pb(SB)$ 相同。

[0266] $Pa(SD) = PL * x \quad k_1 \cdots (11)$

[0267] $Pb(SD) = PL * x (1 - k_1) \cdots (12)$

[0268] 因此,与做出向SB模式的转换时的电力保护要求类似地设定做出向SD模式的转换时的电力保护要求。也就是,在步骤S430(图17)中判定电力 $Pa(SD)$ 和电力 $Pb(SD)$ 是否已经达到DC电源10a和10b的限制值(即,电力上限值 $Pamax$ 和 $Pbmax$ 以及电力下限值 $Pamin$ 和 $Pbmin$)。

[0269] 当电力 $Pa(SD)$ 和电力 $Pb(SD)$ 没有一个尚未达到限制值时,也就是,当 $Pa(SD)$ 落在从 $Pamin$ 到 $Pamax$ 的范围内并且当 $Pb(SD)$ 落在从 $Pbmin$ 到 $Pbmax$ 的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。与之相反,当电力 $Pa(SD)$ 和电力 $Pb(SD)$ 中的至少任一者已经达到限制值时,也就是,当 $Pa(SD)$ 落在从 $Pamin$ 到 $Pamax$ 的范围之外或者当 $Pb(SD)$ 落在从 $Pbmin$ 到 $Pbmax$ 的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向SD模式的切换,因为电力保护要求不成立。

[0270] 当做出从PB模式到aD模式的转换时,核查VH要求、电力分配要求和电力保护要求。

[0271] 在aD模式下,输出电压VH被保持为 Va 。因此,VH要求是输出电压VH与 Va 基本相符。在步骤S410(图17)中,判定输出电压VH与 Va 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 Va 时,不允许向aD模式的切换,因为VH要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,朝着 Va 调整电压指令值 VH^* 。在后续控制周期中,当输出电压VH随着电压指令值 VH^* 的变化而变得基本等于 Va 时,VH要求得到满足。因此,现在在步骤S410中做出“是”判定。

[0272] 由于在aD模式下仅使用DC电源10a,因此电力分配比 k 变得等于1.0。因此,在PB模式下的电力分配比 k 变得等于1.0之后,允许向aD模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比 k 与转换到aD模式之后的电力分配比(1.0)之间的差值是否小于预定的判定值。

[0273] 由于在步骤S420(图17)中做出“否”判定直至电力分配比 k 变得基本为1.0,因此,不允许向aD模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比 k 接近1.0的方向上增加电力(电流)反馈的电力指令值 P^* 。在后续控制周期中,当电力分配比 k 随着电力指令值 Pa^* 的变化而与1.0基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0274] 在aD模式下, $Pa = PL^*$ 和 $Pb = 0$ 成立。因此,当做出从PB模式到aD模式的转换时,作为电力保护要求,判定负荷电力指令值 PL^* 是否已经达到DC电源10a的限制值(即,电力上限值 $Pamax$ 和电力下限值 $Pamin$)。

[0275] 当负荷电力指令值 PL^* 落在从 $Pamin$ 到 $Pamax$ 的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向aD模式的切换,因为电力保护要求不成立。另一方面,当负荷电

力指令值 PL^* 落在从 P_{min} 到 P_{max} 的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。

[0276] 当做出从PB模式到bD模式的转换时,核查VH要求、电力分配要求和电力保护要求。

[0277] 在bD模式下,输出电压VH被保持为 V_b 。因此,VH要求是输出电压VH与 V_b 基本相符。在步骤S410(图17)中,判定输出电压VH与 V_b 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 V_b 时,不允许向bD模式的切换,因为VH要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,朝着 V_b 调整电压指令值 VH^* 。在后续控制周期中,当输出电压VH随着电压指令值 VH^* 的变化而变得基本等于 V_b 时,VH要求得到满足。因此,现在在步骤S410中做出“是”判定。

[0278] 在bD模式下,由于仅使用DC电源10b,因此电力分配比 k 变得等于0。因此,在PB模式下的电力分配比 k 变得等于0之后,允许向bD模式的切换。也就是,作为电力分配要求,在步骤S420(图17)中判定当前电力分配比 k 与转换到bD模式之后的电力分配比(0)之间的差值是否小于预定的判定值。

[0279] 由于在步骤S420(图17)中做出“否”判定直至电力分配比 k 变得基本为0,因此,不允许向bD模式的切换,因为电力分配要求不成立。然后,作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,在电力分配比 k 接近0的方向上调整电力指令值 P^* 。在后续控制周期中,当电力分配比 k 随着电力指令值 Pa^* 的变化而与0基本相符时,电力分配要求得到满足。因此,现在在步骤S420中做出“是”判定。

[0280] 在bD模式下, $P_b = PL^*$ 和 $P_a = 0$ 成立。因此,当做出从PB模式到bD模式的转换时,作为电力保护要求,判定负荷电力指令值 PL^* 是否已经达到DC电源10b的限制值(即,电力上限值 P_{bmax} 和电力下限值 P_{bmin})。

[0281] 当负荷电力指令值 PL^* 落在从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围之外时,在步骤S430(图17)中做出“否”判定。因此,禁止向bD模式的切换,因为电力保护要求不成立。另一方面,当负荷电力指令值 PL^* 落在从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围内时,电力保护要求得到满足。因此,在步骤S430(图17)中做出“是”判定。

[0282] 图19是描述从SB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0283] 当做出从SB模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,SB模式下的VH范围(从 $(V_a + V_b)$ 到 VH_{max})被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(V_a, V_b)$ 到 VH_{max})内。因此,向PB模式的切换可以在不特别地限制输出电压VH的情况下做出。在SB模式下,电力分配比被保持为 k_1 (等式(5)),而在PB模式下,电力分配比 k 可选地根据电力指令值 Pa^* 而被控制。因此,也可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下做出从SB模式到PB模式的切换。应注意,从平滑模式转换的角度出发,向PB模式切换时的电力分配比 k 的初始值优选地被设定为SB模式下的 k_1 。然而应注意,电力分配比 k 需要被设定为使得电力 $P_a(PL^* \times k)$ 和 $P_b(PL^* \times (1-k))$ 分别落在从 P_{min} 到 P_{max} 的范围内以及从 P_{bmin} 到 P_{bmax} 的范围内。

[0284] 因此,如果当应用SB模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0285] 当做出从SB模式到aB模式的转换时,当前操作模式和转换后的操作模式二者均为

“电力分配保持模式”。由于SB模式下的电力分配比 k_1 和aB模式下的电力分配比1.0不同,因此需要调整电力分配比 k 。

[0286] 因而,在电力保持模式之间的操作模式切换的情况下,暂且(once)做出向PB模式的转换,在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。

[0287] 也就是,当指示从SB模式到aB模式的转换时,至少根据电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。如上所述,当做出从SB模式到PB模式的转换时,不设定模式切换要求。

[0288] 然后,在做出向PB模式的转换之后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许从PB模式到aB模式的转换。

[0289] 类似地,同样在做出从SB模式到bB模式的转换(其是伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换)时,暂且做出向PB模式的转换,在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。

[0290] 因此,在做出向PB模式的转换之后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许向bB模式的转换。

[0291] 此外,对于从SB模式到PD模式的转换(其也是伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换),暂且做出向PB模式的转换,在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。然后,在做出向PB模式的转换之后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求的全部时,将允许向SD模式的转换。

[0292] 在从SB模式到SD模式的转换中,由于在这两个模式下,电力分配比相同(k_1),因此无需设定电力分配要求和电力保护要求。因此,在步骤S420和S430(图17)中无条件地做出“是”判定。

[0293] 另一方面,SB模式下的VH的范围是从 V_a+V_b 到 V_{Hmax} ,而在SD模式下,VH被保持为 V_a+V_b 。因此,VH要求是输出电压VH与 V_a+V_b 基本相符。因而,在步骤S410(图17)中判定输出电压VH与 V_a+V_b 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 V_a+V_b 时,不允许向SD模式的切换,因为VH要求不成立。

[0294] 作为步骤S700(图17)中的模式切换处理,朝着 V_a+V_b 调整电压指令值 VH^* 。因此,在后续控制周期中,当输出电压VH随着电压指令值 VH^* 的变化而变得基本等于 V_a+V_b 时,允许向SD模式的切换。

[0295] 从SB模式到aD模式的转换以及从SB模式到bD模式的转换也是伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。因此,暂且做出向PB模式的转换,在调整输出电压VH和电力分配比 k 之后,做出向作为转换后的操作模式的aD模式或bD模式的切换。当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求的全部时,允许向aD模式或bD模式的转换。

[0296] 图20是描述从aB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0297] 参考图20,当做出从aB模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于VH范围在aB模式和PB模式下相同(从 $\max(V_a+V_b)$ 到 V_{Hmax}),因此无需设定VH要求。在aB模式下,电力分配比被保持为1.0,而在PB模式下,电

力分配比 k 可选地根据电力指令值 P_{a*} 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将aB模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比 k 的初始值优选地被设定为在aB模式下的1.0。

[0298] 因此,如果当应用aB模式时,在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0299] 从aB模式到SB模式的转换、从aB模式到PD模式的转换以及从aB模式到SD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。

[0300] 因此,为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。也就是,当指示从aB模式到SB模式的转换时,至少电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。然后,在做出向PB模式的转换之后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SB模式的转换。

[0301] 类似地,当做出从aB模式到PD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到 k_2 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向PD模式的转换。

[0302] 当做出从aB模式到SD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到 k_1 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SD模式的转换。

[0303] 对于从aB模式到aD模式的转换,由于在这两种模式下电力分配比相同(1.0),因此无需设定电力分配要求和电力保护要求。因此,在步骤S420和S430(图17)中无条件地做出“是”判定。

[0304] 另一方面,aB模式下的VH的范围是从 $\max(V_a+V_b)$ 到 $V_{H\max}$,而在aD模式下,VH被保持为 V_a 。因此,VH要求被设定为使得输出电压VH与 V_a 基本相符。因而,在步骤S410(图17)中判定输出电压VH与 V_a 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 V_a 时,不允许向aD模式的切换,因为VH要求不成立。当在后续控制周期中通过朝着 V_a 调整电力指令值 VH^* 作为步骤S700(图17)中的模式切换处理而使得输出电压VH基本等于 V_a 时,允许向aD模式的切换。

[0305] 从aB模式到bD模式的转换和从aB模式到bB模式的转换也是伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。因此,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整输出电压VH和电力分配比 k 之后,做出向作为转换后的操作模式的bD模式或bB模式的切换。根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理,允许向bD模式或bB模式的转换。

[0306] 图21是描述从bB模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0307] 参考图21,当做出从bB模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于VH范围在aB模式和PB模式下相同(从 $\max(V_a+V_b)$ 到 $V_{H\max}$),因此无需设定VH要求。在bB模式下,电力分配比被保持为0,而在PB模式下,电力分配比 k 可选地根据电力指令值 P_{a*} 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将bB模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比 k 的初始值优选地被设定为bB模式下的0。

[0308] 因此,如果当应用bB模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0309] 从bB模式到SB模式的转换、从bB模式到PD模式的转换以及从bB模式到SD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。

[0310] 因此,为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。也就是,当指示从bB模式到SB模式的转换时,至少通过电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。然后,在做出向PB模式的转换之后,并且当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SB模式的转换。

[0311] 类似地,当做出从bB模式到PD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到 k_2 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向PD模式的转换。

[0312] 当做出从bB模式到SD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到 k_1 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SD模式的转换。

[0313] 对于从bB模式到bD模式的转换,由于在这两种模式下电力分配比相同(0),因此无需设定电力分配要求和电力保护要求。因此,在步骤S420和S430(图17)中无条件地做出“是”判定。

[0314] 另一方面,bB模式下的VH的范围是从 $\max(V_a+V_b)$ 到 $V_{H\max}$,而在bD模式下,VH被保持为 V_b 。因此,VH要求被设定为使得输出电压VH与 V_b 基本相符。因而,在步骤S410(图17)中判定输出电压VH与 V_b 之间的电压差是否小于预定的判定值。当输出电压VH偏离 V_b 时,不允许向bD模式的切换,因为VH要求不成立。当在后续控制周期中通过朝着 V_b 调整电力指令值 VH^* 作为步骤S700(图17)中的模式切换处理而使得输出电压VH基本等于 V_b 时,将允许向bD模式的切换。

[0315] 从bB模式到aD模式的转换和从bB模式到aB模式的转换也是伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。因此,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整输出电压VH和电力分配比 k 之后,做出向作为转换后的操作模式的aD模式或aB模式的切换。根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理,允许向aD模式或aB模式的转换。

[0316] 图22是描述从PD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0317] 参考图22,当做出从PD模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于PD模式下的VH范围($VH=\max(V_a, V_b)$)被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(V_a+V_b)$ 到 $V_{H\max}$)中,因此无需设定VH要求。在PD模式下,电力分配比根据内阻 R_a 和 R_b 被保持为 k_2 ,而在PB模式下,电力分配比 k 可选地根据电力指令值 Pa^* 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将PD模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比 k 的初始值优选地被设定为PD模式下的 k_2 。

[0318] 因此,如果当应用PD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0319] 从PD模式到SB模式的转换、从PD模式到aB模式的转换、从PD模式到bB模式的转换以及从PD模式到SD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比k的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。

[0320] 因此,为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整电力分配比k之后,做出向转换后的操作模式的切换。也就是,当指示从PD模式到SB模式的转换时,至少通过电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。然后,在做出向PB模式的转换之后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SB模式的转换。

[0321] 类似地,当做出从PD模式到aB模式或bB模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,接着将电力分配比k调整到1.0或0。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许向bB模式的转换。

[0322] 当做出从PD模式到SD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比k调整到k1。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SD模式的转换。

[0323] 从PD模式到aD模式的转换根据电压 V_a 与 V_b 之间的关系而发生。也就是,当在PD模式下 $V_a > V_b$ 成立时,没有电流从DC电源10b流到电力线20。因此,通过关断开关元件S4,可以自然地做出向aD模式的转换。

[0324] 类似地,也就是,当在PD模式下 $V_b > V_a$ 成立时,没有电流从DC电源10a流到电力线20。因此,通过关断开关元件S2,可以自然地做出向bD模式的转换。

[0325] 图23是描述从SD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0326] 参考图23,当做出从SD模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于SD模式下的VH范围($VH = V_a + V_b$)被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(V_a + V_b)$ 到 $VH_{\max}$)中,因此无需设定VH要求。在SD模式下,电力分配比根据电压 V_a 和 V_b 被保持为k1,而在PB模式下,电力分配比k可选地根据电力指令值 P_{a*} 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将SD模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比k的初始值优选地被设定为SD模式下的k1。

[0327] 因此,如果当应用SD模式时,在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0328] 在从SD模式到SB模式的转换中,电力分配比k是当前操作模式与转换后的操作模式之间共同的(k1)。SD模式下的VH范围($VH = V_a + V_b$)被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(V_a, V_b)$ 到 $VH_{\max}$)中。因此,在从SD模式到SB模式的转换中,无需设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。也就是,如果当应用SD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择SB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0329] 从SD模式到aB模式的转换、从SD模式到bB模式的转换、从SD模式到PD模式的转换、从SD模式到aD模式的转换以及从SD模式到bD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比k的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。

[0330] 为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。也就是,当指示从SD模式到aB模式或bB模式的转换时,至少通过电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。

[0331] 当做出从SD模式到PD模式、aD模式或bD模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到 k_2 、1.0或0。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向PD模式、aD模式或bD模式的转换。

[0332] 图24是描述从aD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0333] 参考图24,当做出从aD模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于aD模式下的VH范围($VH = Va$)被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(Va + Vb)$ 到 $VH_{\max}$)中,因此无需设定VH要求。在aD模式下,电力分配比被保持为1.0,而在PB模式下,电力分配比 k 可选地根据电力指令值 Pa^* 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将aD模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比 k 的初始值优选地被设定为aD模式下的1.0。

[0334] 因此,如果当应用aD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0335] 从aD模式到SB模式的转换、从aD模式到bB模式的转换、从aD模式到PD模式的转换以及从aD模式到SD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比 k 的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。因此,为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整电力分配比 k 之后,做出向转换后的操作模式的切换。

[0336] 也就是,当指示从aD模式到SB模式、PD模式或SD模式的转换时,至少通过电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。然后,在做出向PB模式的转换之后,将电力分配比 k 调整到 k_1 或 k_2 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SB模式、PD模式或SD模式的转换。

[0337] 类似地,当做出从aD模式到bB模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比 k 调整到0。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许向bB模式的转换。

[0338] 在从aD模式到aB模式的转换中,电力分配比是在当前操作模式与转换后的操作模式之间共同的(1.0)。aD模式下的VH范围($VH = Va$)被包括在aB模式下的VH范围(从 $\max(Va, Vb)$ 到 $VH_{\max}$)中。因此,在从aD模式到aB模式的转换中,无需设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。也就是,如果当应用aD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择aB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0339] 从aD模式到bD模式的转换根据电压 Va 与 Vb 之间的关系发生。也就是,当在aD模式下 $Vb > Va$ 成立时,没有电流从DC电源10a流到电力线20,同时电流从DC电源10b流到电力线

20,这是因为二极管D4导通。因此,可以自然地做出从aD模式到bD模式的转换。

[0340] 类似地,当Vb和Va在aD模式下变得相等时,电流还从DC电源10a流到电力线20,因为二极管D4处于导通状态。因此,可以自然地做出从aD模式到PD模式的转换。

[0341] 图25是描述从bD模式开始的操作模式切换中的模式切换要求和模式切换处理的表。

[0342] 参考图25,当做出从bD模式到PB模式的转换时,不设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。如图3所示,由于bD模式下的VH范围($VH=Vb$)被包括在PB模式下的VH范围(从 $\max(Va+Vb)$ 到 $VH_{\max}$)中,因此无需设定VH要求。在bD模式下,电力分配比被保持为0,而在PB模式下,电力分配比k可选地根据电力指令值 Pa^* 而被控制。因此,可以在不特别地设定电力分配要求和电力保护要求的情况下将bD模式切换到PB模式。应注意,从平滑模式转换的角度出发,切换到PB模式时的电力分配比k的初始值优选地被设定为bD模式下的0。

[0343] 因此,如果当应用bD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择PB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0344] 从bD模式到SB模式的转换、从bD模式到aB模式的转换、从bD模式到PD模式的转换以及从bD模式到SD模式的转换中的每一者均为伴随着电力分配比k的变化的电力保持模式之间的操作模式切换。因此,为了切换这些操作模式,暂且做出向PB模式的转换,并且在调整电力分配比k之后,做出向转换后的操作模式的切换。

[0345] 也就是,当指示从bD模式到SB模式、PD模式或SD模式的转换时,至少通过电力分配要求(S420)不允许切换,并且通过步骤S700执行向PB模式的转换作为切换处理。然后,在做出向PB模式的转换之后,将电力分配比k调整到 k_1 或 k_2 。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足VH要求、电力分配要求和电力保护要求时,将允许向SB模式、PD模式或SD模式的转换。

[0346] 类似地,当做出从bD模式到aB模式的转换时,暂且做出向PB模式的转换,并且将电力分配比k调整到1.0。然后,当根据图18所示的模式切换要求和模式切换处理而满足电力分配要求和电力保护要求时,将允许向aB模式的转换。

[0347] 在从bD模式到bB模式的转换中,电力分配比是在当前操作模式与转换后的操作模式之间共同的(0)。bD模式下的VH范围($VH=Vb$)被包括在bB模式下的VH范围(从 $\max(Va, Vb)$ 到 $VH_{\max}$)中。因此,在从bD模式到bB模式的转换中,无需设定VH要求、电力分配要求和电力保护要求中的任一项。也就是,如果当应用bD模式时在步骤S200(操作模式选择单元600)中选择bB模式,则在S410到S430的所有步骤中做出“是”判定,并且立即切换操作模式(S600)。

[0348] 从bD模式到aD模式的转换根据电压Va与Vb之间的关系而发生。也就是,当在bD模式下 $Va>Vb$ 成立时,没有电流从DC电源10b流到电力线20,同时因为二极管D2导通,电流从DC电源10a流到电力线2。因此,可以自然地做出从bD模式到aD模式的转换。

[0349] 类似地,当Vb和Va在bD模式下变得相等时,因为二极管D2导通,电流也从DC电源10a流到电力线20。因此,可以自然地做出从bD模式到PD模式的转换。

[0350] 以此方式,通过根据本实施例的电源系统,可以根据负荷状态和电源状态适当地选择操作模式,以例如使得作为整体的电源系统的损耗最小。而且,由于在确认已经满足预定的模式切换条件之后切换操作模式,因此可以在操作模式选择之后平滑地执行操作模

式切换,从而不会在电力变换器50的操作和输出中出现不便。

[0351] 具体而言,当做出向其中DC电源10a与10b之间的电力分配比以固定的方式确定的操作模式(电力分配保持模式)的转换时,可以防止向/从DC电源10a和10b中的每一者的电力输入/输出急剧地变化。这可以防止操作模式切换导致从电源系统5向负荷30的输出(电压和/或电流)的波动和不稳定。

[0352] 而且,由于操作模式切换被限制而反映出各个操作模式之间的输出电压 V_H 的可设定范围的差别(V_H 要求),因此可以防止输出电压 V_H 因为操作模式切换而急剧地变化。

[0353] 此外,在向电力分配保持模式的操作模式切换期间,如果DC电源10a和10b中的每一者的电力在应用转换后的电力分配比时达到电力限制值 P_{amax} 、 P_{bmax} 、 P_{amin} 和 P_{bmin} ,则可以禁止操作模式切换。因此,可以保护DC电源10a和10b,从而不发生由操作模式转换导致的过充电和过放电。

[0354] 第二实施例

[0355] 在第二实施例中,将描述在DC电源10a和10b二者都被使用的PB模式和SB模式下的脉宽调制控制中的载波的相位控制(下文中称为载波相位控制)。首先描述PB模式下的载波相位控制。

[0356] 图26示出在载波 CW_a 与 CW_b 之间有意地设置相位差时的PB模式下的示例性控制操作。

[0357] 参考图26,载波 CW_a 与载波 CW_b 具有相同的频率,两者之间设置有相位差 PH 。在图26的实例中,相位差 PH 为180度。

[0358] 与图9所示的 $PH=0$ 的情况类似,基于载波 CW_a 与占空比 Da 之间的比较产生控制脉冲信号 SD_a ,同时基于载波 CW_b 与占空比 Db 之间的比较产生控制脉冲信号 SD_b 。

[0359] 图26所示的占空比 Da 和 Db 具有与图9所示的占空比 Da 和 Db 相同的值。因此,图26所示的控制脉冲信号 SD_a 具有与图9所示的控制脉冲信号 SD_a 相同的H水平期间长度,不考虑这些信号之间的不同相位。类似地,图26所示的控制脉冲信号 SD_b 具有与图9所示的控制脉冲信号 SD_b 相同的H水平期间长度,不考虑这些信号之间的不同相位。

[0360] 因此,可以通过在载波 CW_a 与 CW_b 之间设置相位差 PH ,利用不同于图9所示的控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 的波形的波形来实现图26所示的控制信号 $SG1$ 到 $SG4$ 。通过图9与26之间的比较,可以理解,电流 $I(L1)$ 与 $I(L2)$ 之间的相位关系(电流相位)可通过使载波 CW_a 与 CW_b 之间的相位差 PH 变化来改变。

[0361] 另一方面,可以理解,相对于相同的占空比 Da 和 Db ,电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 的平均值在图9和26中相等。也就是,DC电源10a和10b的输出通过占空比 Da 和 Db 而被控制,不受载波 CW_a 与 CW_b 之间的相位差 PH 的变化的影响。

[0362] 因此,在第二实施例中,在PB模式下,通过执行载波相位控制以适当地调整载波 CW_a 与 CW_b 之间的相位差 PH ,实现开关元件 $S1$ 到 $S4$ 的开关损耗的降低。

[0363] 图27示出根据第二实施例的用于应用载波相位控制的电力变换器的控制结构。

[0364] 比较图27与图15,在根据第二实施例的电力变换器的控制结构中,除了图17所示的占空比计算单元300、PWM控制单元400和载波产生单元410之外,进一步需要载波相位控制单元420。

[0365] 载波相位控制单元420在SB模式和PB模式下设定载波 CW_a 与 CW_b 之间的相位差 PH 。

载波产生单元410产生具有相位差PH的载波CWa和CWb,该相位差PH是由载波相位控制单元420在CWa与CWb之间设置的。

[0366] 应注意,与第一实施例类似,PWM控制中的单个载波应仅在aB模式和bB模式下使用。因此,在aB模式和bB模式下不设定相位差PH。

[0367] 首先描述在PB模式下相位差PH的设定以实现开关元件S1到S4的开关损耗的降低。这里,将描述当DC电源10a和10b二者均处于供电(powering)状态(即,其中电流 $I(L1) > 0$ 和电流 $I(L2) > 0$ 成立的状态)下的控制。

[0368] 图28是描述电力变换器50中的PB模式下的载波相位控制所导致的电流相位的波形图。

[0369] 参考图28,由于开关元件S2到S4在时间Ta之前处于接通状态,因此,在DC电源10a和10b二者中,升压斩波电路的下臂元件都处于接通状态。因此,电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 二者都上升。

[0370] 通过在时间Ta处关断开关元件S2,DC电源10b的升压斩波电路的下臂元件被关断。因此,电流 $I(L2)$ 开始下降。当开关元件S2被关断时,开关元件S1被接通。

[0371] 在时间Ta之后,DC电源10a的升压斩波电路的下臂元件被接通,同时DC电源10b的升压斩波电路的下臂元件被关断。也就是,在电流 $I(L1)$ 上升的同时,电流 $I(L2)$ 下降。在这种情况下,电力变换器50的电流路径如图29的(a)所示。

[0372] 根据图29的(a)可以理解,在时间Ta之后,电流 $I(L1)$ 与 $I(L2)$ 之间的差电流流过开关元件S4。也就是,流过开关元件S4的电流减小。

[0373] 再次参考图28,当开关元件S4在时间Ta之后被关断时,DC电源10a的升压斩波电路的下臂元件被关断。因此,电流 $I(L1)$ 开始下降。当开关元件S2被接通时,DC电源10b的升压斩波电路的下臂元件被接通。因此,电流 $I(L2)$ 再次开始上升。也就是,电力变换器50中的电流路径从图29的(a)的状态变化为图29的(b)的状态。在图29的(b)所示的状态下,电流 $I(L1)$ 与 $I(L2)$ 之间的差电流流过开关元件S2。因此,流过开关元件S2的电流减小。

[0374] 可以通过在图29的(a)所示的状态下关断开关元件S4来减小开关元件S4的关断期的电流(即,开关损耗),此外,可以通过在图29的(a)所示的状态下接通开关元件S4来减小开关元件S2的接通期的电流(即,开关损耗)。

[0375] 因此,调整电流相位(即,载波CWa与CWb之间的相位差PH),以使得电流 $I(L1)$ 的下降开始时间(极大点)与电流 $I(L2)$ 的上升开始时间(极小点)彼此重合。因此,在图28所示的时间Tb处,开关元件S2被接通,同时开关元件S4被关断。

[0376] 再次参考图28,在时间Tc处,开关元件S1被关断,同时开关元件S4被接通。这样,DC电源10a和10b中的每一者的升压斩波电路的下臂元件被接通。因此,再次产生在时间Ta之前的上述状态,从而电流 $I(L1)$ 和电流 $I(L2)$ 二者都上升。

[0377] 图30示出图28所示的电流相位下的开关元件S2和S4的电流的波形。图30的(a)示出开关元件S2的电流 $I(S2)$ 的波形。图30的(b)示出开关元件S4的电流 $I(S4)$ 的波形。

[0378] 参考图30的(a),电流 $I(S2)$ 在时间Ta之前和时间Tc之后的时间段内满足关系 $I(S2) = I(L2)$ 。由于开关元件S2在从时间Ta到Tb的时间段内处于关断状态,因此 $I(S2) = 0$ 成立。在从时间Tb到Tc的时间段内, $I(S2) = -(I(L1) - I(L2))$ 成立,如图30的(b)所示。

[0379] 参考图30的(b),电流 $I(S4)$ 在时间Ta之前和时间Tc之后的时间段内满足关系 I

$I(S4) = I(L1)$ 。在从时间 Ta 到 Tb 的时间段内, $I(S4) = -(I(L2) - I(L1))$ 成立, 如图30的(a)所示。由于开关元件 $S4$ 在从时间 Tb 到 Tc 的时间段内处于关断状态, 因此 $I(S4) = 0$ 成立。

[0380] 图31示出在等于图28所示的占空比的占空比下, 载波之间的相位差 PH 被设定为零时的电流相位, 以与图28进行比较。

[0381] 参考图31, 当载波 CWa 与 CWb 之间的相位差 PH 等于零时, 电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 在上升/下降时间上(Tx 、 Ty 、 Tz 和 Tw)不同。

[0382] 具体而言, 在时间 Tx 之前, 当在开关元件 $S2$ 到 $S4$ 被接通的同时开关元件 $S1$ 被关断时, 电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 二者均上升, 然后, 当开关元件 $S4$ 在时间 Tx 处被关断时, 电流 $I(L1)$ 开始下降。当开关元件 $S4$ 被关断时, 开关元件 $S1$ 被接通。

[0383] 然后, 当开关元件 $S3$ 在时间 Ty 处被关断时, 电流 $I(L2)$ 开始下降。当开关元件 $S3$ 被关断时, 开关元件 $S4$ 被接通。因此, 电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 二者均下降。

[0384] 在时间 Tz 处, 开关元件 $S2$ 被关断, 同时开关元件 $S3$ 被接通。因此, 对于DC电源 $10a$, 升压斩波电路的下臂元件被接通。这样, 电流 $I(L1)$ 再次上升。在时间 Tw 处, 开关元件 $S1$ 被关断, 同时开关元件 $S2$ 被接通。因此再次产生在时间 Tx 之前的状态, 从而电流 $I(L1)$ 和电流 $I(L2)$ 二者都上升。

[0385] 图32示出图31所示的电流相位下的开关元件 $S2$ 和 $S4$ 的电流的波形。图32的(a)示出开关元件 $S2$ 的电流 $I(S2)$ 的波形。图32的(b)示出开关元件 $S4$ 的电流 $I(S4)$ 的波形。

[0386] 参考图32的(a), 电流 $I(S2)$ 在时间 Tx 之前和时间 Tw 之后的时间段内满足关系 $I(S2) = I(L2)$ 。在从时间 Tx 到 Ty 的时间段内, 形成类似于图29的(b)所示的电流路径, 因此 $I(S2) = -(I(L1) - I(L2))$ 成立。在从 Ty 到 Tz 的时间段内, 开关元件 $S2$ 作为DC电源 $10a$ 的上臂元件工作, 因此 $I(S2) = -I(L1)$ 成立。在其中电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 二者均下降的从 Ty 到 Tz 的时间段内, 开关元件 $S2$ 作为DC电源 $10a$ 的上臂元件工作, 因此 $I(S2) = -I(L1)$ 成立。在从时间 Tz 到 Tw 的时间段内, 开关元件 $S2$ 被关断, 因此 $I(S2) = 0$ 成立。

[0387] 参考图32的(b), 电流 $I(S4)$ 在时间 Tx 之前和时间 Tw 之后的时间段内满足关系 $I(S4) = I(L1)$ 。在从时间 Tx 到 Ty 的时间段内, 开关元件 $S4$ 被关断, 因此 $I(S4) = 0$ 成立。在其中电流 $I(L1)$ 和 $I(L2)$ 二者均下降的从 Ty 到 Tz 的时间段内, 开关元件 $S4$ 作为DC电源 $10b$ 的上臂元件工作, 因此, $I(S4) = -I(L2)$ 成立。在从时间 Tz 到 Tw 的时间段内, 形成与图29的(b)所示的电流路径类似的电流路径, 因此 $I(S4) = -(I(L2) - I(L1))$ 成立。

[0388] 通过比较在图30的(a)所示的时间 Tb 处产生的电流 $I(S2)$ 与在图32的(a)所示的时间 Tw 处产生的电流 $I(S2)$, 可以理解, 开关元件 $S2$ 的接通电流(即, 接通期的开关损耗)通过调整用于实现图28所示的电流相位的相位差 j 而被减小。通过比较图30的(a)所示的从时间 Tb 到 Tc 的时间段内的电流 $I(S2)$ 与图32的(a)所示的从时间 Ty 到 Tz 的时间段内的电流 $I(S2)$, 可以理解, 开关元件 $S2$ 的导通损耗也降低。

[0389] 类似地, 通过比较在图30的(b)所示的时间 Tb 处产生的电流 $I(S4)$ 与在图32的(b)所示的时间 Tx 处产生的电流 $I(S4)$, 可以理解, 开关元件 $S4$ 的关断电流(即, 关断期的开关损耗)通过调整用于实现图28所示的电流相位的相位差 j 而被减小。通过比较图30的(b)所示的从时间 Ta 到 Tb 的时间段内的电流 $I(S4)$ 与图32的(a)所示的从时间 Ty 到 Tz 的时间段内的电流 $I(S4)$, 可以理解, 开关元件 $S4$ 的导通损耗也降低。

[0390] 以此方式, 通过设置载波 CWa 与 CWb 之间的相位差 PH , 可以降低开关元件 $S1$ 到 $S4$ 的

损耗。例如,如图28所示,当DC电源10a和10b二者均处于供电状态时,通过将相位差PH设定为使得电流I (L1) 的下降开始时间(极大点)和电流I (L2) 的上升开始时间(极小点)彼此重合(即,使得开关元件S2的接通时间与开关元件S4的关断时间彼此重合),抑制开关元件S1到S4的损耗。

[0391] 通过此相位差PH,控制脉冲信号SDa的下降时间(或上升时间)与控制脉冲信号SDb的上升时间(或下降时间)彼此重合。换言之,有必要调整相位差PH,以使得脉冲转换时间(即,脉冲的H/L水平被切换的时间)在控制脉冲信号SDa与SDb之间相符。

[0392] 通过图9和25还可以理解,控制脉冲信号SDa和SDb根据占空比Da和Db而变化。因此可以理解,图26所示的电流相位可实现的相位差PH(即,由载波相位控制导致的相位差PH)也根据占空比Da和Db而被确定。因此,可以提前获得占空比Da和Db与由载波相位控制所导致的相位差PH的关系,并且提前将此关系作为映射(下文中也称为“相位差映射”)或函数(下文中也称为“相位差计算式”)存储在控制装置40中。

[0393] 载波相位控制单元420可以基于PB模式下的PWM控制中已计算出的占空比Da和Db,根据相位差映射或相位差计算式计算用于载波相位控制的相位差PH。接着,产生其间设置有所计算的相位差PH的载波CWa和CWb,从而可以在开关元件S1到S4的损耗受到抑制的同时,实现高效的DC/DC变换。

[0394] 已经参考图28到32描述了DC电源10a和10b二者均处于供电状态的状态。相似的载波相位控制可以在其它状态下执行。

[0395] 图33是描述在DC电源的每个工作状态下的根据本发明的第二实施例的载波相位控制的表。

[0396] 参考图33,在状态A下,如上所述,DC电源10a和10b二者均处于供电状态。如图26所示,调整载波之间的相位差PH而实现电流相位,以使得电流I (L1) 的下降时间(极大点)和电流I (L2) 的上升时间(极小点)在图中所示的Tb处彼此重合。因此,可以降低在Tb处开关元件S2的接通损耗和开关元件S4的关断损耗。而且,如上所述,可以降低从Ta到Tb的时间段内的开关元件S4的导通损耗以及从Tb到Tc的时间段内的开关元件S2的导通损耗。

[0397] 在状态B下,DC电源10a和10b二者均处于再生状态。在该状态下,调整载波之间的相位差PH而实现电流相位,以使得电流I (L1) 的上升时间(极小点)和电流I (L2) 的下降时间(极大点)在图中所示的Tb处彼此重合。因此,可以降低在Tb处开关元件S4的接通损耗和开关元件S2的关断损耗。而且,如上所述,可以降低从Ta到Tb的时间段内的开关元件S2的导通损耗以及从Tb到Tc的时间段内的开关元件S4的导通损耗。

[0398] 在状态C下,DC电源10a处于再生状态,而DC电源10b处于供电状态。在该状态下,调整载波之间的相位差PH而实现电流相位,以使得电流I (L1) 的下降时间(极大点)和电流I (L2) 的下降时间(极大点)在图中所示的Ta处彼此重合。因此,可以降低在Ta处开关元件S3的接通损耗和开关元件S1的关断损耗。而且,如上所述,可以降低从Ta到Tb的时间段内的开关元件S1的导通损耗以及从Tc到Ta的时间段内的开关元件S3的导通损耗。

[0399] 在状态D下,DC电源10a处于供电状态,而DC电源10b处于再生状态。在该状态下,调整载波之间的相位差PH而实现电流相位,以使得电流I (L1) 的上升时间和电流I (L2) 的上升时间在图中所示的Tc处彼此重合。因此,可以降低在Tc处开关元件S1的接通损耗和开关元件S3的关断损耗。而且,如上所述,可以降低从Tb到Tc的时间段内的开关元件S1的导通损

耗,以及从Tc到Ta的时间段内的开关元件S3的导通损耗。

[0400] 如上所述,用于降低开关元件S1到S4的损耗的相位差PH根据DC电源10a和10b的供电/再生状态的组合而变化。因此,优选地,为每个供电/再生状态组合(图31中的状态A到D)设定上述相位差映射或相位差计算式。

[0401] 通过根据第二实施例的电力变换器控制,可以在PB模式下的DC/DC变换中组合上述载波相位控制,以将输出电压VH控制在电压指令值VH*上。因此,可以在降低开关元件S1到S4的损耗的同时高效地执行DC/DC变换。

[0402] 应注意,图32所示的实例并非限制,而是可以在SB模式下的从0度到180度的范围内可选地设定优化电力变换器50的操作所借助的相位差PH。也就是,通过上述相位差映射或相位差计算式设定的相位差PH不一定被限于其中电流I(L1)的极大点(即,下降时间)和电流I(L2)的极小点(即,上升时间)彼此重合的电流相位,或者不一定被限于其中电流I(L1)的极小点(即,上升时间)和电流I(L2)的极大点(即,下降时间)彼此重合的电流相位。

[0403] 接下来描述SB模式下的载波相位控制。如下所述,在根据第二实施例的载波相位控制所应用于的电力转换器控制中,也通过基于占空比Da和Db的脉宽调制控制,在SB模式下控制开关元件S1到S4的接通/关断。

[0404] 如图34所示,在SB模式下,DC电源10a和10b彼此串联连接。因此,仅存在DC电源10a和10b二者均处于供电状态的状态(图33中的状态A)或DC电源10a和10b二者均处于再生状态的状态(图33中的状态B)。

[0405] 因此,在SB模式下的控制操作中,载波之间的相位差PH被设定为实现其中电流I(L1)的极大点(即,下降时间)和电流I(L2)的极小点(即,上升时间)彼此重合的电流相位,或者实现其中电流I(L1)的极小点(即,上升时间)和电流I(L2)的极大点(即,下降时间)彼此重合的电流相位,如图33的状态A和B所示。

[0406] 也就是,通过设定载波CWa与CWb之间的相位差PH,以使得控制脉冲信号SDa的下降时间与控制脉冲信号SDb的上升时间彼此重合,或者使得控制脉冲信号SDa的上升时间与控制脉冲信号SDb的下降时间彼此重合,实现图33的状态A和B所示的电流相位。因此,将相位差PH设定为使得开关元件S2的接通与开关元件S4的关断重合,或者使得开关元件S4的接通与开关元件S2的关断重合。

[0407] 将考虑此时的占空比Da和Db。通过对等式(1)进行变形,由下面的等式(13)表示Da。

$$[0408] \quad D_a = (V_H - V_a) / V_H \cdots (13)$$

[0409] 类似地,通过对等式(2)进行变形,由下面的等式(14)表示Db。

$$[0410] \quad D_b = (V_H - V_b) / V_H \cdots (14)$$

[0411] 如图10所示,PB模式下的控制信号SG3基于控制脉冲信号SDa和SDb的逻辑或而产生。因此将理解,当相位差PH被设定为使得控制脉冲信号SDa的下降(或上升)时间和控制脉冲信号SDb的上升(或下降)时间彼此重合,并且当 $V_H > (V_a + V_b)$ 成立时,PB模式下的控制信号SG3的H水平期间的比例大于1.0。也就是,当 $V_H > (V_a + V_b)$ 成立时,以PB模式共同的占空比Da和Db通过PWM控制,将控制信号SG3也保持在H水平上。

[0412] 图35是示出当应用载波相位控制时SB模式下的控制脉冲信号的波形图。

[0413] 如图35所示,PB模式下的控制信号SG1基于控制脉冲信号/SDa和/SDb的逻辑或而

产生。当如上所述设定相位差PH时,控制脉冲信号/SDa的上升时间和控制脉冲信号/SDb的上升时间彼此重合。因此,控制信号SG1的占空比由 $DSG1 = (1-Da) + (1-Db)$ 表示。也就是,DSG1由下面的等式(15)表示。

[0414] $DSG1 = (Va+Vb) / VH \cdots (15)$

[0415] 另一方面,通过对等式(3)进行变形,由下面的等式(16)表示占空比Dc。

[0416] $Dc = 1 - (Va+Vb) / VH \cdots (16)$

[0417] 因此,当根据图14的SB模式下的逻辑计算,SG1=/SGc成立时,控制信号SG1的占空比DSG1由下面的等式(17)表示。

[0418] $DSG1 = 1 - Dc = (Va+Vb) / VH \cdots (17)$

[0419] 如上所述,当相位差PH根据上述载波相位控制而被设定时,可以基于通过对具有占空比Da和Db的控制脉冲信号SDa和SDb进行逻辑计算(具体地,/SDa和/SDb的逻辑或),产生具有与基于占空比Dc的控制脉冲信号/SDc相等的占空比的信号。也就是,可以基于控制脉冲信号SDa和SDb产生SB模式下的控制信号SG1。

[0420] 如图36所示,SB模式下的控制信号SG2和SG4是控制信号SG1的反转信号。非(/SDb或/SDa)的逻辑运算的结果是SDa与SDb的逻辑和(SDb与SDa)。因此,也可以基于控制脉冲信号SDa和SDb的逻辑运算产生应该根据控制脉冲信号SDc设定的控制信号SG2和SG4。

[0421] 如上所述,在SB模式下应用载波相位控制以将相位差PH设定为使得脉冲转换时间在控制脉冲信号SDa(/SDa)与控制脉冲信号SDb(/SDb)之间重合。通过产生其间设置有此相位差PH的载波Cwa和Cwb,可以从基于占空比Da和Db的控制脉冲信号SDa和SDb产生应该基于SB模式下的占空比Dc设定的控制信号SG1到SG4,如图36所示。

[0422] 具体而言,如上所述,控制信号SG3通过控制脉冲信号SDa和SDb的逻辑或而被保持在H水平的信号。另外,控制信号SG1可通过控制脉冲信号/SDa和/SDb的逻辑或而产生,以具有与基于占空比Dc的PWM控制中的占空相等的占空。此外,在SB模式下,还可以基于控制脉冲信号SDa和SDb的逻辑或而产生控制信号SG2和SG4,控制信号SG2和SG4被互补地设定以控制信号SG1。

[0423] 因此,同样在SB模式下,电力变换器50的操作根据图27的控制结构而被控制。PWM可控制单元400根据已经针对其设定了相位差PH的载波Cwa和Cwb与PB模式和SB模式下共同的占空比Da和Db之间的比较,产生控制脉冲信号SDa(/SDa)和SDb(/SDb)。另外,根据图35所示的逻辑运算表达式,从PB模式和SB模式中的每一者下的控制脉冲信号SDa(/SDa)和SDb(/SDb)产生控制信号SG1到SG4。

[0424] 应注意,与PB模式下的载波相位控制类似,SB模式下的相位差PH也可以根据存储占空比Da和Db与相位差PH的关系的提前设定的相位差映射或者根据相位差计算式,基于在SB模式下计算的占空比Da和Db而被计算。如上所述,SB模式下的相位差PH被设定为实现其中电流I(L1)的极大点(即,下降时间)和电流I(L2)的极小点(即,上升时间)彼此重合的电流相位,或者实现其中电流I(L1)的极小点(即,上升时间)和电流I(L2)的极大点(即,下降时间)彼此重合的电流相位。

[0425] 因此,当载波相位控制被应用于电力变换器50时,与载波相位控制相关的条件需要被进一步添加到第一实施例中描述的操作模式的切换控制中。也就是,在向SB模式切换时,需要应用PB模式,以使载波之间的相位差PH变为SB模式的相位差。

[0426] 图37是描述与电力变换器50的操作模式的切换相关的根据第二实施例的控制处理的流程图。根据图37所示的流程图的控制处理也由控制装置40周期性地执行。

[0427] 比较图37与图17,在载波相位控制所应用于的根据第二实施例的电力变换器控制中,在操作模式的切换控制中,步骤S400进一步包括步骤S440,该步骤判定载波相位要求。在步骤S440中,当转换后的操作模式是SB模式时,判定载波 CW_a 与 CW_b 之间的相位差 PH 是否与SB模式下的操作对应。

[0428] 因此,在根据第二实施例的控制处理中,当已经满足 VH 要求(S410)、电力分配要求(S420)、电力保护要求(S430)和载波相位要求(S440)的全部时,控制装置40使处理推进到步骤S600以执行向根据模式选择信号 $MD\#$ 的操作模式的切换。另一方面,当尚未满足 VH 要求、电力分配要求、电力保护要求和载波相位要求中的至少任一项时,控制装置40使处理推进到步骤S700(当在S410到S440的任一步骤中做出“否”判定时),并且不允许向转换后的操作模式的切换。

[0429] 图38是详细地描述用于判定载波相位要求的控制处理(S440)的流程图。也就是,图38示出图37的步骤S440的控制处理的细节。

[0430] 参考图38,图37的S440包括下面的步骤S441到S446。

[0431] 控制装置40在步骤S441中判定转换后的操作模式($MD\#$)是否为SB模式。当转换后的操作模式不是SB模式时(当在S441中做出“否”判定时),控制装置40使处理推进到步骤S446以判定是否已经满足载波相位要求。也就是,载波相位要求仅在切换到SB模式时被设定。因此,当转换后的操作模式不是SB模式时,在步骤S440中无条件地做出“是”判定。

[0432] 当转换后的模式是SB模式时(当在S441中做出“是”判定时),控制装置40使处理推进到步骤S442以判定当前操作模式是否为PB模式。这是因为除了在PB模式下之外,无法调整相位差 PH 。

[0433] 当当前操作模式不是PB模式时(当在S442中做出“否”判定时),控制装置40使处理推进到步骤S445以针对步骤S440中做出“否”判定。也就是,判定载波相位要求(S440)尚未被满足,并且处理被推进到步骤S700。在步骤S700中,当当前操作模式不是PB模式时,操作模式被切换到PB模式。

[0434] 通过在步骤S442中做出的判定,同样在从SD模式到SB模式的切换中,操作模式暂且被切换到PB模式,然后执行向SB模式的切换。因此,在载波相位控制所应用于的根据第二实施例的电力变换器控制中,在从每个操作模式切换到SB模式时,暂且将操作模式切换到PB模式。

[0435] 当当前操作模式是PB模式时(当在S442中做出“是”判定时),控制装置40在步骤S443中比较当前相位差 PH 与SB模式可应用于的相位 $PH(SB)$ 。如上所述,在供电模式($P_a > 0$, $P_b > 0$)下, $PH(SB)$ 与获得其中电流 $I(L1)$ 的极大点(即,下降时间)和电流 $I(L2)$ 的极小点(即,上升时间)彼此重合的电流相位时的相位差对应。在再生模式($P_a < 0$, $P_b < 0$)下, $PH(SB)$ 是当获得其中电流 $I(L1)$ 的极小点(即,上升时间)和电流 $I(L2)$ 的极大点(即,下降时间)彼此重合的电流相位时的相位差。如上所述, $PH(SB)$ 可以根据占空比 Da 和 Db 以及电力 P_a 和电力 P_b 的正负而被唯一地提前获得。

[0436] 在SB模式下,图27所示的载波相位控制单元420基于占空比 Da 和 Db 以及电力 P_a 和电力 P_b ,根据用于满足 $PH = PH(SB)$ 的相位差映射而设定相位差 PH 。另一方面,在PB模式下,

载波相位控制单元420将相位差PH设定成使得相位差PH电力变换50的损耗最小化的相位差。因此,无法保证PB模式下的相位差PH与SB模式下所要求的相位差PH(SB)相符。

[0437] 当当前相位差PH与PH(SB)之间的差值小于预定的判定值时(当在S443中做出“是”判定时),控制装置40使处理推进到步骤S446以针对步骤S440中做出“是”判定。此外,当已经满足针对图18所示的从PB模式到SB模式的转换的VH要求(S410)、电力分配要求(S420)和电力保护要求(S430)的全部时,允许向SB模式的切换。

[0438] 另一方面,当当前相位差PH与PH(SB)之间的差值大于预定的判定值时(当在S443中做出“否”判定时),控制装置40在步骤S444中将相位差PH更改为接近PH(SB)。此时,优选地设置单个控制周期中的相位差PH的变化量上限。因此,相位差PH朝着PH(SB)的变化是根据恒定变化率的比率处理(rate processing)。此外,控制装置40在步骤S445中针对步骤S440做出“否”判定。因此,不允许向SB模式的切换,因为在相位差PH与PH(SB)基本相符以实现与SB模式对应的相位差之前,不满足载波相位要求。

[0439] 于是,利用根据第二实施例的电力变换器的操作模式切换,通过在PB模式下的操作期间应用载波相位控制来降低功耗,同时可以防止载波之间的相位差在向SB模式切换时急剧地变化。因此,当应用载波相位控制时,也可以平滑地执行向SB模式的操作模式切换,从而不会在电力变换器50的操作和输出中出现不便。

[0440] 尽管本实施例已经示例出执行两个DC电源10a、10b与公共电力线20之间的DC/DC变换的电力转换器50,但是本发明所应用于的电力变换器的配置不限于该例示。也就是,本发明所应用于的操作模式切换可以由包括多个DC电源,并且被配置为选择性地应用多个操作模式的任何电力变换器执行,其中,所述多个操作模式包括电力分配控制模式和电力分配保持模式,在电力分配控制模式下,DC电源之间的电力分配可被控制,在电力分配保持模式下,DC电源之间的电力分配以固定的方式确定。

[0441] 进一步地,应注意,负荷30可以通过使用DC电压工作的任何装置配置。具体而言,尽管在本实施例中已经描述了其中负荷30被配置为包括用于使电动车辆行驶的牵引电动机的实例,但是本发明的应用不限于此类实例。

[0442] 需要理解,此处公开的实施例是示例性的,并非在任何方面被限制。本发明的范围由权利要求,而非以上描述限定,并且旨在包括落在与权利要求的条款等同的含义和范围内的任何修改。

[0443] 参考标号列表

[0444] 5电源系统;10a、10b DC电源;15线路;20电力线;21地线;30负荷;32逆变器;35电动发电机;36动力传送装置;37驱动轮;40控制装置;50电力变换器;101、102工作点;110、120工作区;150、151、160、161、170-174电流路径;300占空比计算单元;400控制单元;410载波产生单元;420载波相位控制单元;600操作模式选择单元;700变换器指令产生单元;710操作模式切换控制单元;720电力上限值设定单元;730电力下限值设定单元;CH滤波电容器;CW、CWa、CWb载波;D1-D4反并联二极管;Da、Db、Dc占空比;Ia、Ib电流(DC电源);I(L1)、I(L2)电抗器的电流;Ia*电流指令值;L1、L2电抗器;MD模式控制信号;MD#模式选择信号;N-N3节点;PHmax、Pamax、Pbmax电力上限值;PL*负荷电力指令值;Pa、Pb电力(DC电源);Ra、Rb内阻(DC电源);S1-S4功率半导体开关元件;SDa、SDb、SDc控制脉冲信号;SG1-SG4控制信号;Ta、Tb温度(DC电源);VH DC电压(输出电压);VH*电压指令值(输出电压);VH#最佳工作电

压;VHmax上限电压(输出电压);Va、Vb电压(DC电源);k电力分配比;k1电力分配比(SB模式、SD模式);k2电力分配比(PD模式)。

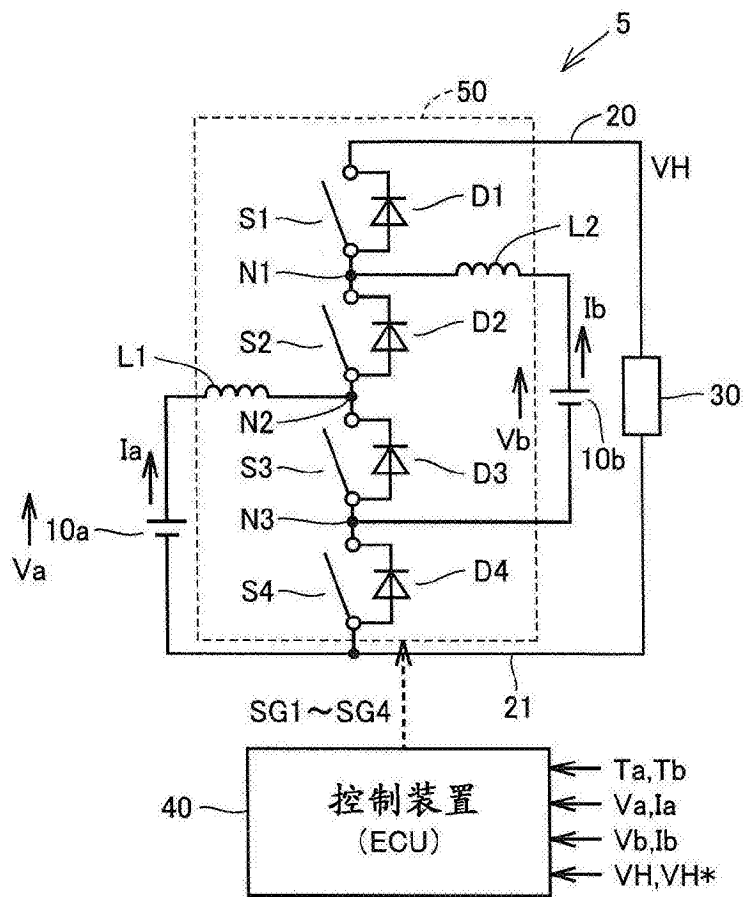


图1

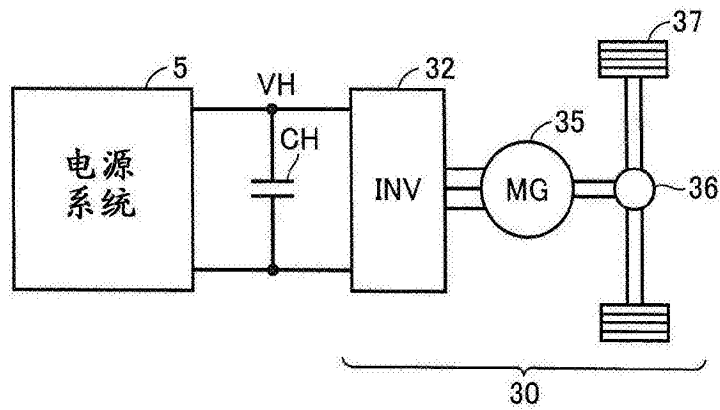


图2

操作模式	所使用的电源	S1	S2	S3	S4	k	输出电压范围
PB	10a 和 10b (并联)	PWM 控制				可控	$\max(V_a, V_b) \sim V_{H\max}$
SB	10a 和 10b (串联)	PWM 控制				$\frac{V_a}{V_a+V_b}$	$V_a+V_b \sim V_{H\max}$
aB	仅 10a	PWM 控制				1.0	$\max(V_a, V_b) \sim V_{H\max}$
bB	仅 10b	PWM 控制				0.0	$\max(V_a, V_b) \sim V_{H\max}$
PD	10a 和 10b	接通	接通	关断	接通	内阻比	$\max(V_a, V_b)$
SD	10a 和 10b	接通	关断	接通	关断	$\frac{V_a}{V_a+V_b}$	V_a+V_b
aD	仅 10a	接通	接通	关断	关断	1.0	$V_a(V_a > V_b)$
bD	仅 10b	接通	关断	关断	接通	0.0	$V_b(V_b > V_a)$

图3

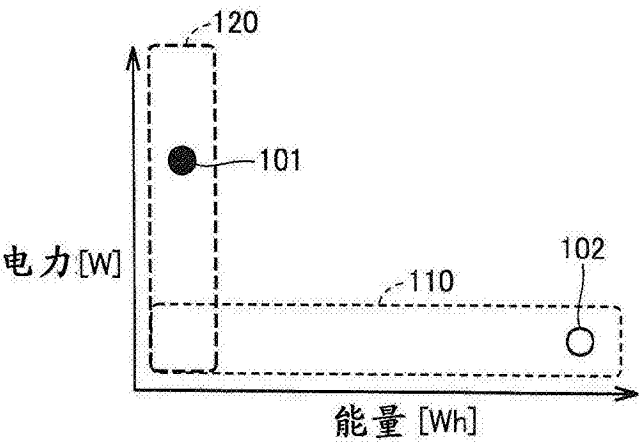


图4

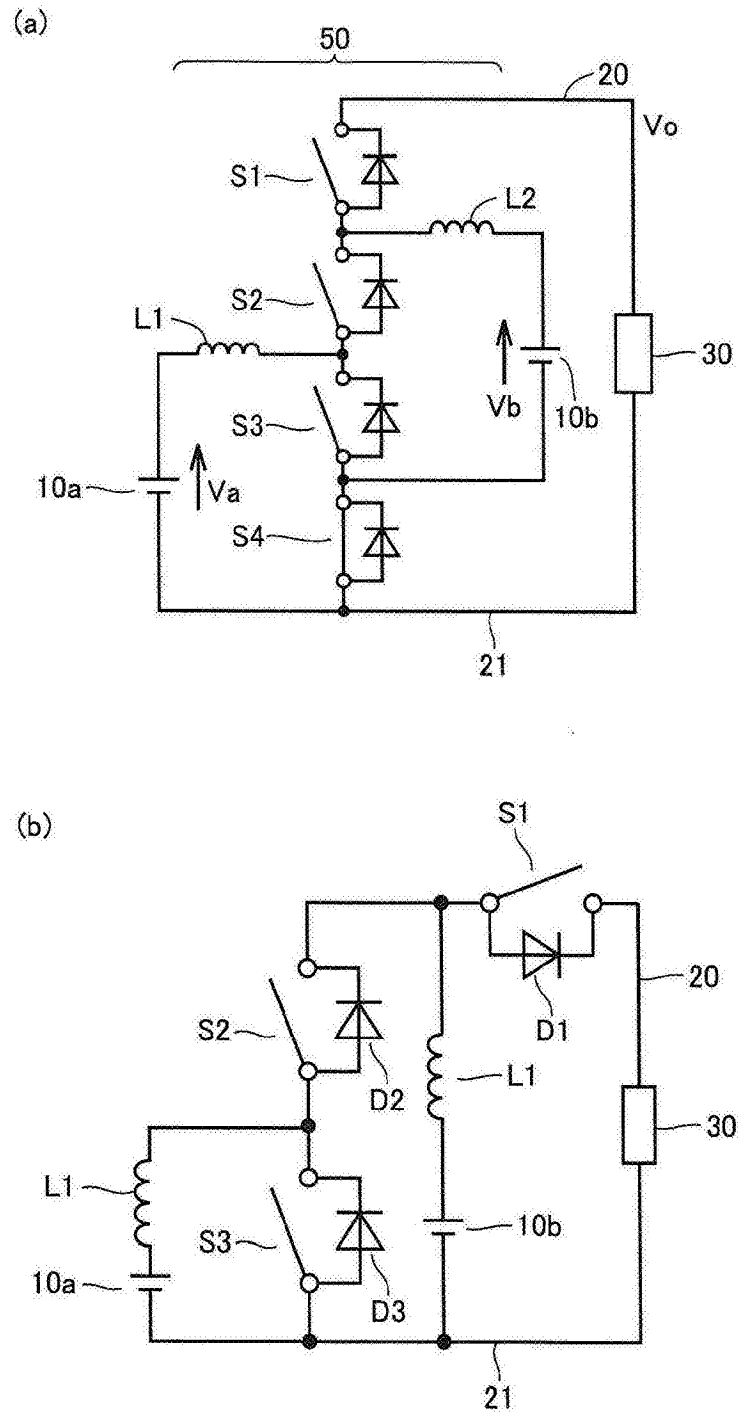


图5

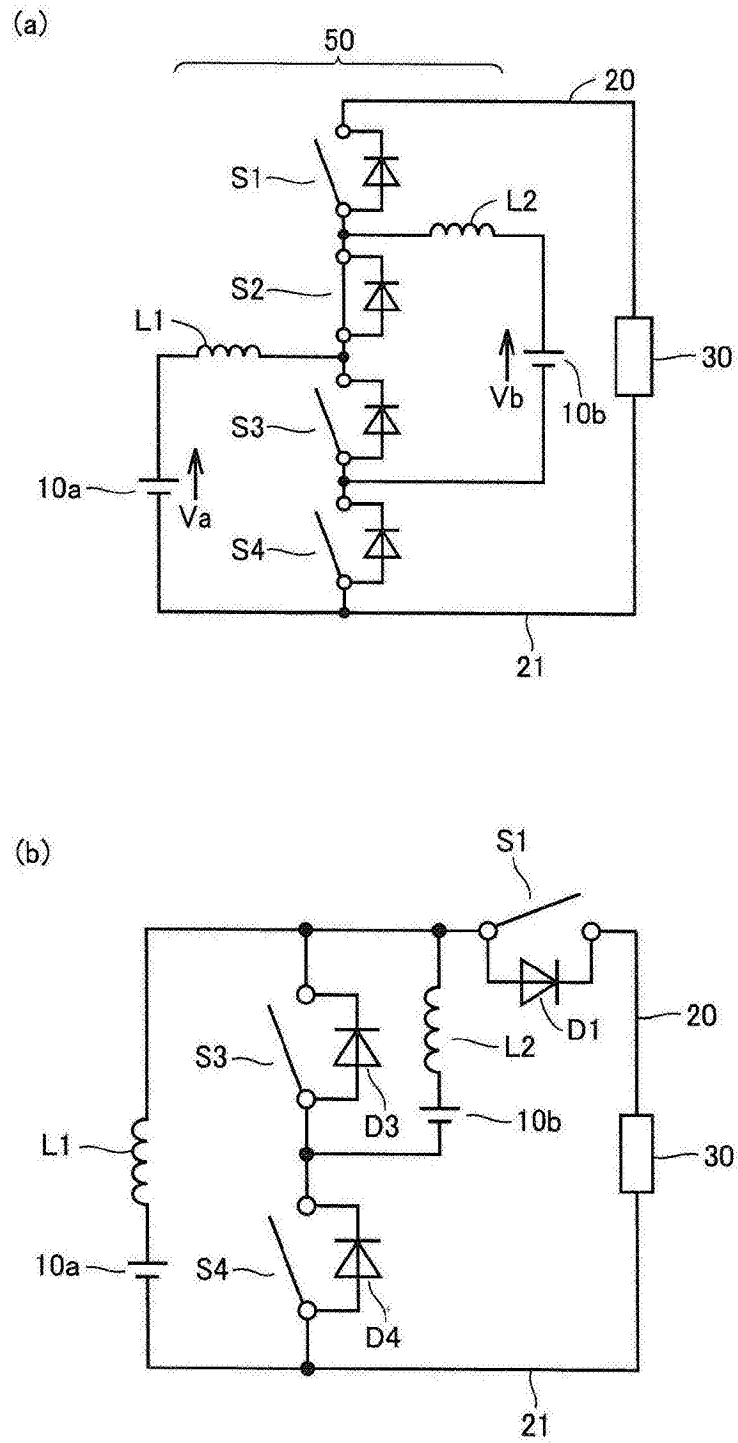


图6

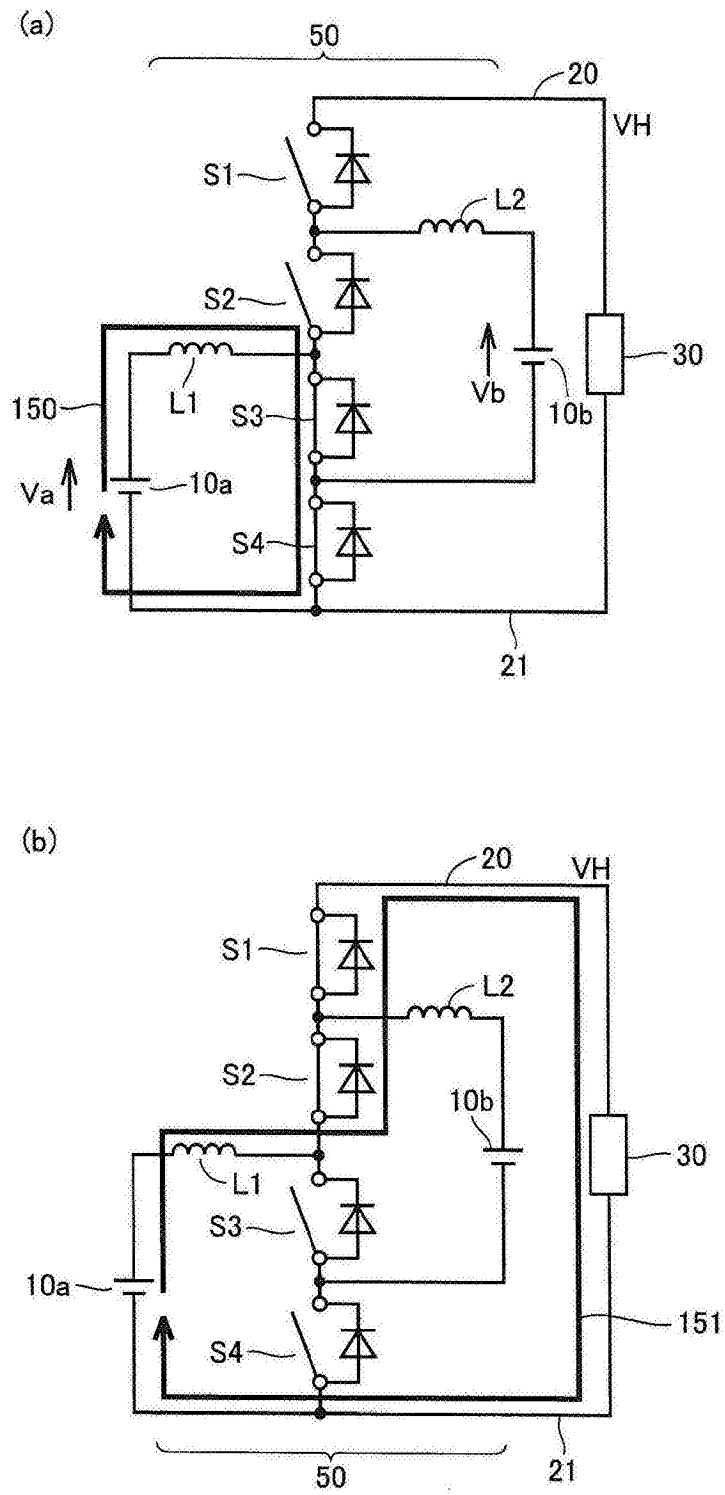


图7

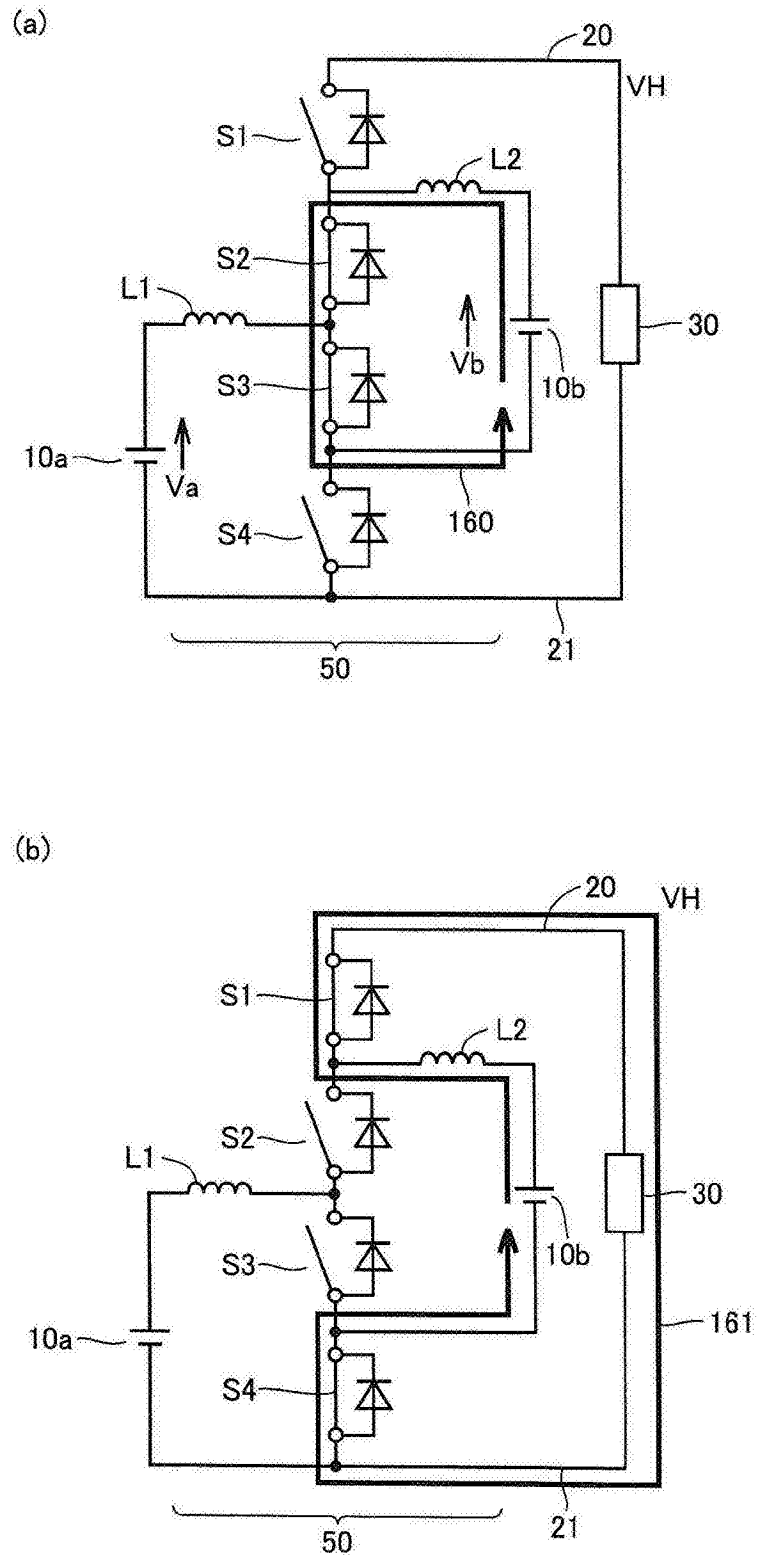


图8

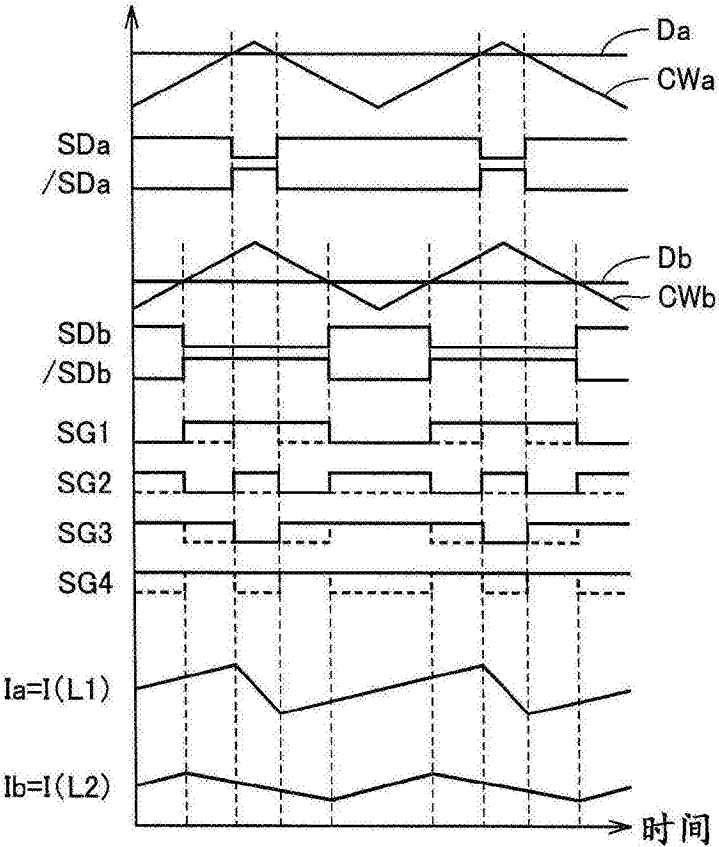


图9

	运算表达式
SG1	/SDa 或 /SDb
SG2	/SDa 或 SDb
SG3	SDa 或 SDb
SG4	SDa 或 /SDb

图10

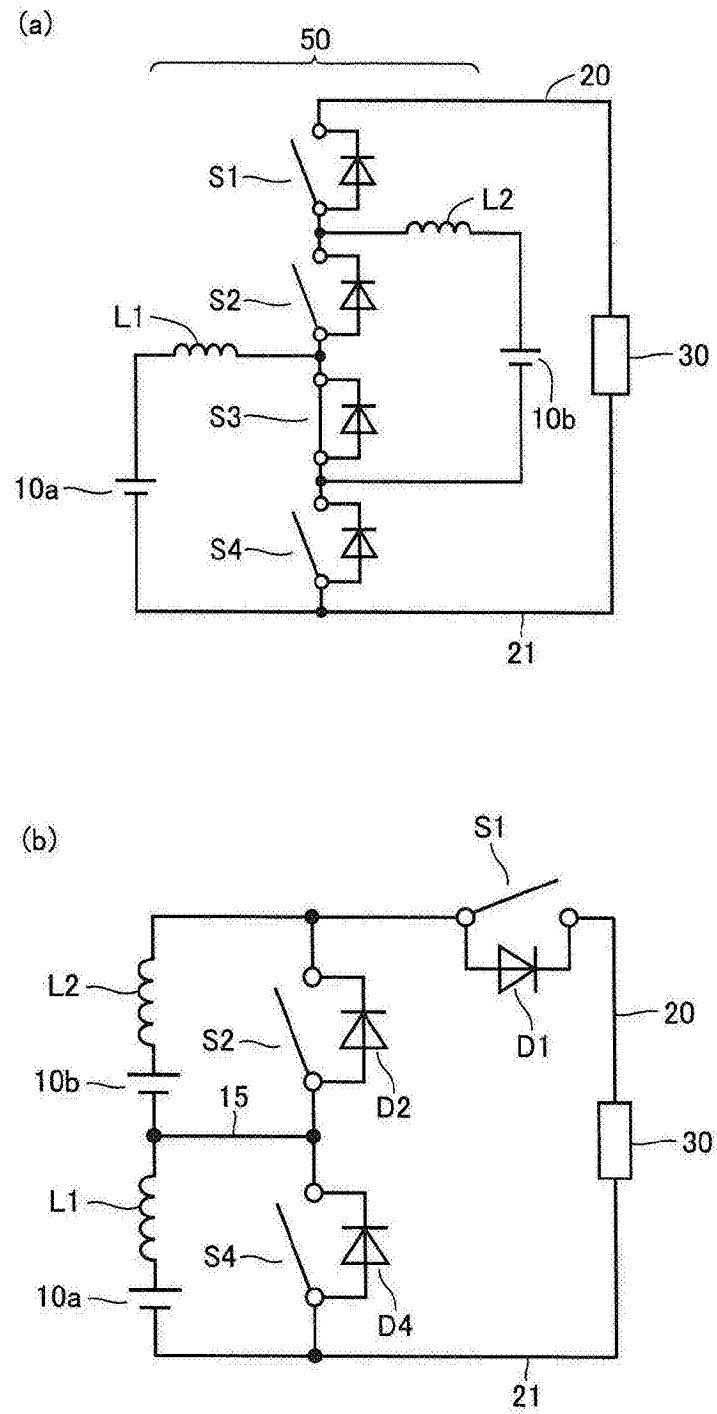


图11

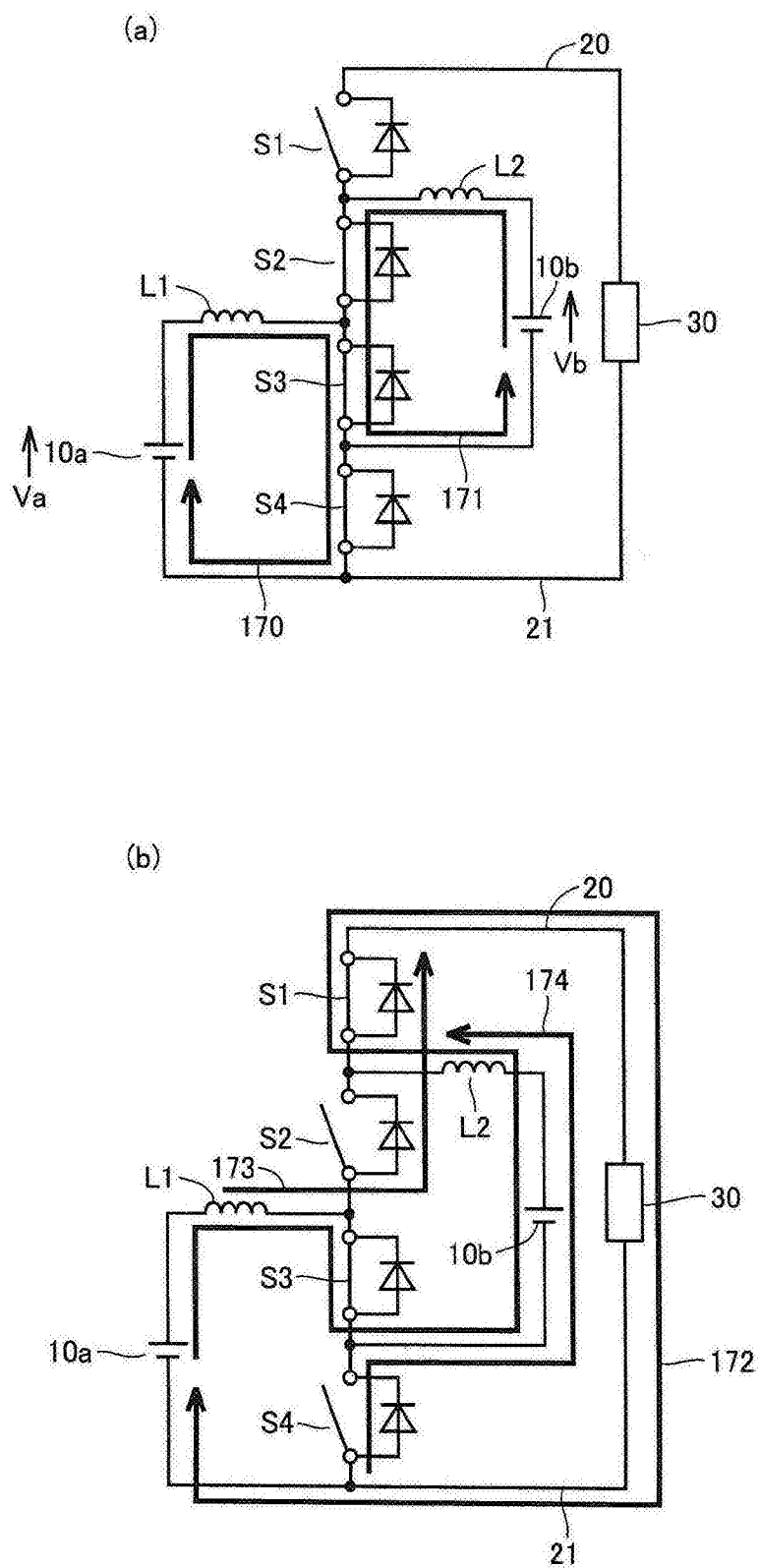


图12

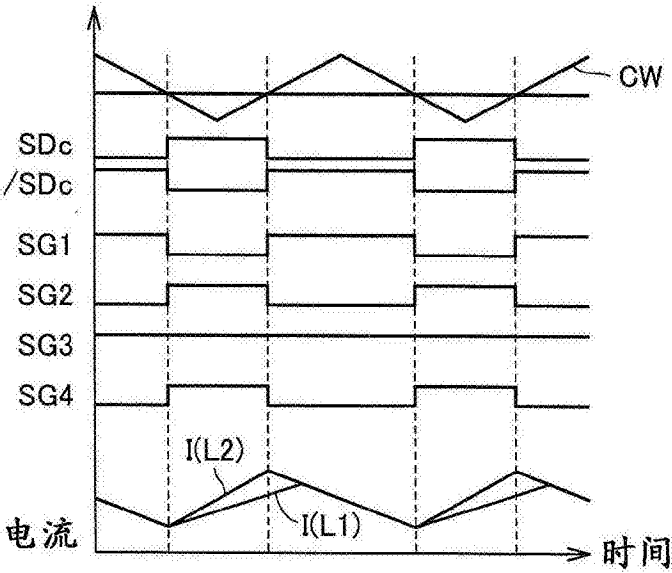


图13

	运算表达式
SG1	/SDc
SG2	SDc
SG3	保持在H
SG4	SDc

图14

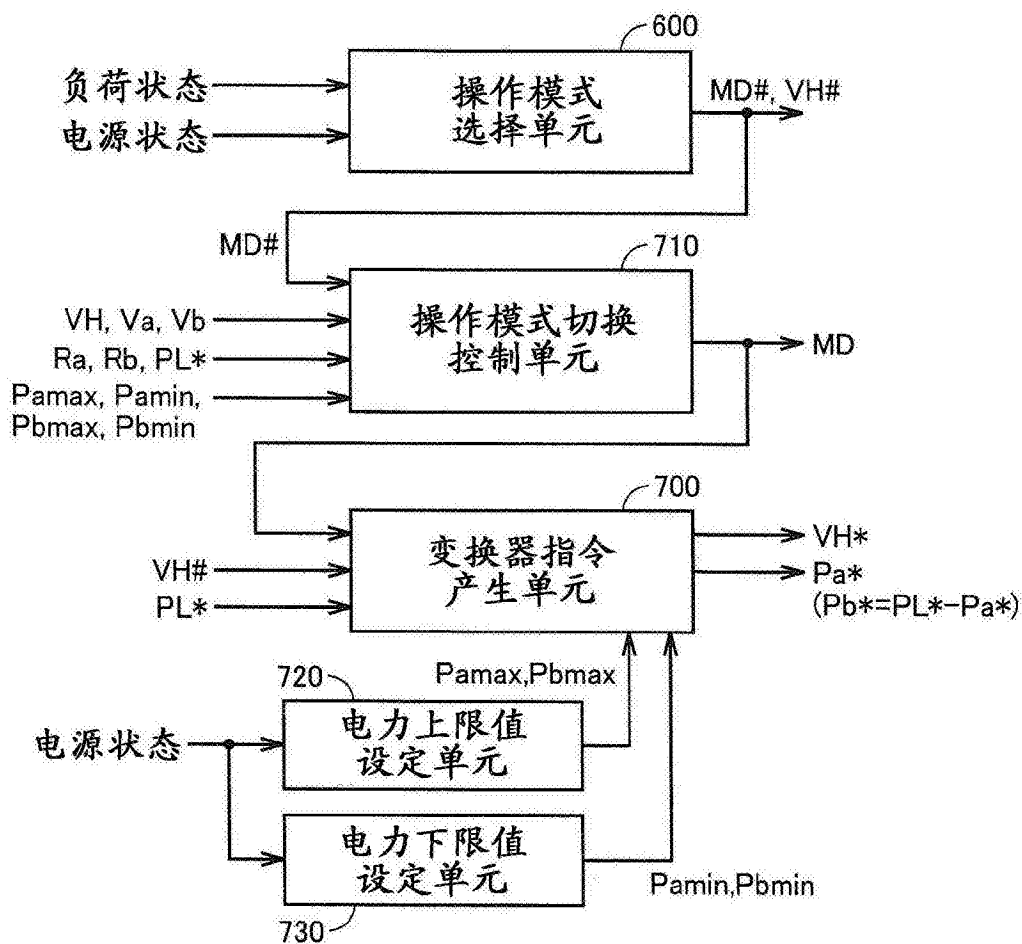


图15

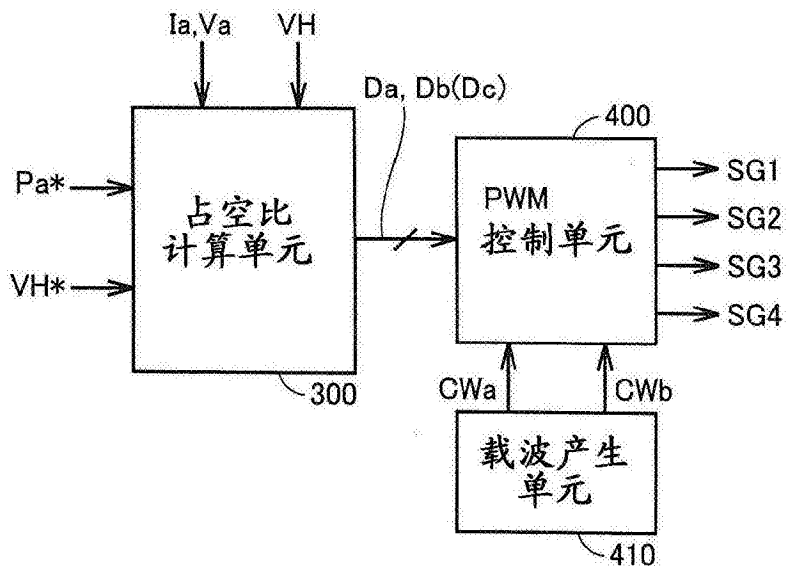


图16

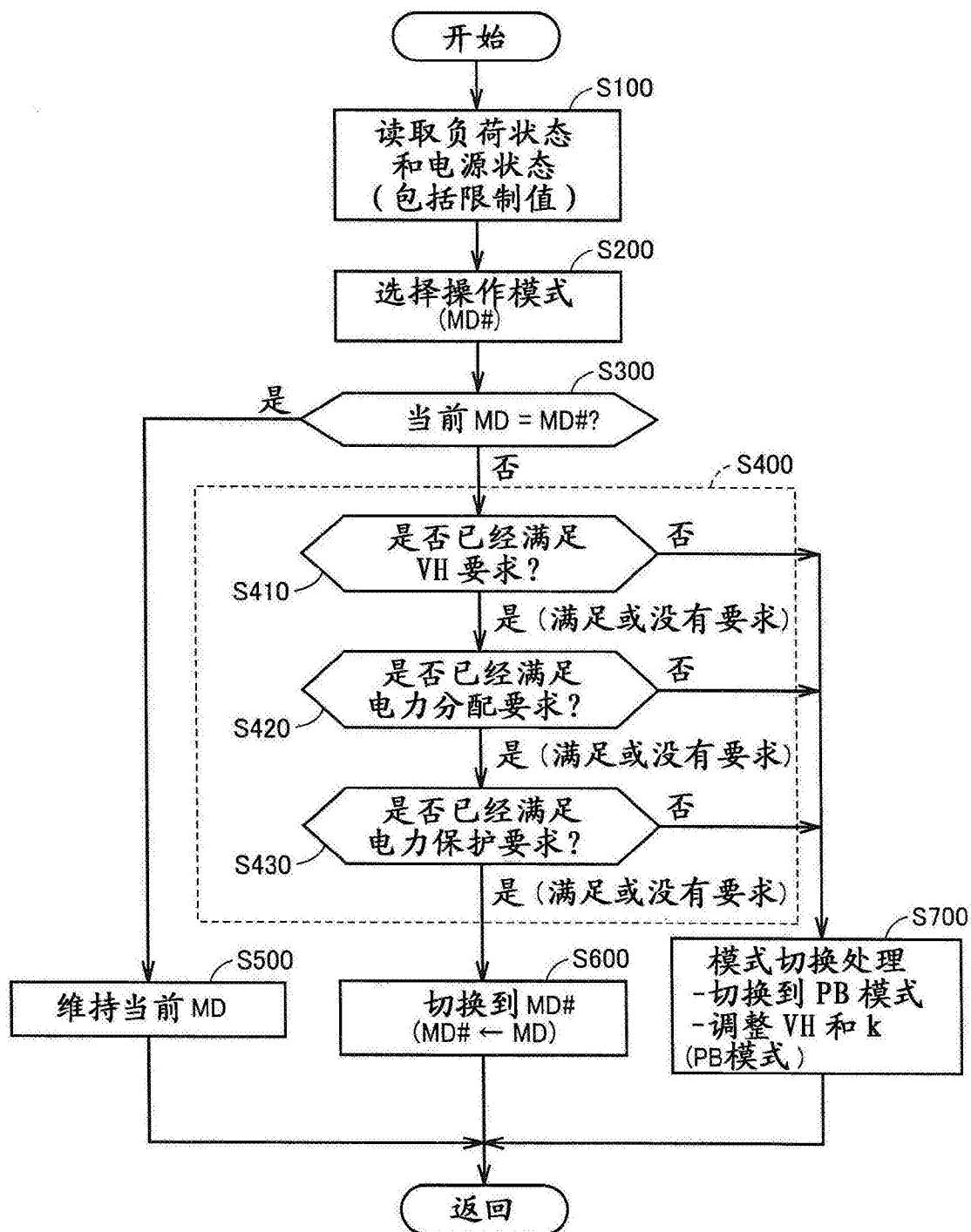


图17

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
PB	SB	$VH > Va + Vb$ (增加 VH^*)	$k = k1$ (调整 Pa^*)	*核查 $Pa(SB)$ 的上限和下限 ($Pamin \sim Pamax$) *核查 $Pb(SB)$ 的上限和下限 ($Pbmin \sim Pbmax$)
	aB	—	$k = 1.0$ (增加 Pa^*)	核查 PL^* 的上限和下限 ($Pamin \sim Pamax$)
	bB	—	$k = 0$ (Pa^* 到 0)	核查 PL^* 的上限和下限 ($Pbmin \sim Pbmax$)
	PD	$VH = \max(Va, Vb)$	$k = k2$ (调整 Pa^*)	*核查 $Pa(PD)$ 的上限和下限 ($Pamin \sim Pamax$) *核查 $Pb(PD)$ 的上限和下限 ($Pbmin \sim Pbmax$)
	SD	$VH = Va + Vb$ (调整 VH^*)	$k = k1$ (调整 Pa^*)	*核查 $Pa(SD)$ 的上限和下限 ($Pamin \sim Pamax$) *核查 $Pb(SD)$ 的上限和下限 ($Pbmin \sim Pbmax$)
	aD	$VH = Va$ (减小 VH^*)	$k = 1.0$ (增加 Pa^*)	核查 PL^* 的上限和下限 ($Pamin \sim Pamax$)
	bD	$VH = Vb$ (减小 VH^*)	$k = 0.0$ (Pa^* 到 0)	核查 PL^* 的上限和下限 ($Pbmin \sim Pbmax$)

图18

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
SB	PB	—	— (维持 $k=k1$)	—
	aB	SB $\longrightarrow$ PB $\xrightarrow{\text{(图18)}}$ aB		
	bB	SB $\longrightarrow$ PB $\xrightarrow{\text{(图18)}}$ bB		
	PD	SB $\longrightarrow$ PB $\xrightarrow{\text{(图18)}}$ PD		
	SD	$VH = Va + Vb$ (调整 VH^*)	— ($k \#$ 不变)	—
	aD	SB $\longrightarrow$ PB $\xrightarrow{\text{(图18)}}$ aD		
	bD	SB $\longrightarrow$ PB $\xrightarrow{\text{(图18)}}$ bD		

图19

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
aB	PB	—	— (k=1.0)	—
	SB	aB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SB (图18)		
	PD	aB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	SD	aB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SD (图18)		
	aD	VH=Va (调整 VH*)	—	—
	bD (bB)	aB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bD(bB) (图18)		

图20

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
bB	PB	—	— (k=0)	—
	SB	bB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SB (图18)		
	PD	bB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	SD	aB $\longrightarrow$ DB $\longrightarrow$ SD (图18)		
	bD	VH=Va (调整 VH*)	—	—
	aD (aB)	bB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aD(aB) (图18)		

图21

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
PD	PB	—	— (维持 $k=k_2$)	—
	SB	PB $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	aB	PD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aB (图18)		
	bB	PD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bB (图18)		
	SD	PD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SD (图18)		
	aD	根据电压关系转换 ($V_a > V_b$)		
	bD	根据电压关系转换 ($V_b > V_a$)		

图22

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
SD	PB	—	— (维持 $k=k_{\#}$)	—
	SB	—	—	—
	aB	SD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aB (图18)		
	bB	SD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bB (图18)		
	PD	SD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	aD	SD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aD (图18)		
	bD	SD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bB (图18)		

图23

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
aD	PB	—	— (维持 $k=1.0$)	—
	SB	aD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aD (图18)		
	aB	—	—	—
	bB	aD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bB (图18)		
	PD	aD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	SD	aD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SD (图18)		
	bD, PD	根据电压关系转换		

图24

当前模式	转换后的模式	VH要求	电力分配要求	电力保护要求
bD	PB	—	— (维持 $k=0$)	—
	SB	bD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ bD (图18)		
	aB	bD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ aB (图18)		
	bB	—	—	—
	PD	bD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ PD (图18)		
	SD	bD $\longrightarrow$ PB $\longrightarrow$ SD (图18)		
	aD, PD	根据电压关系转换		

图25

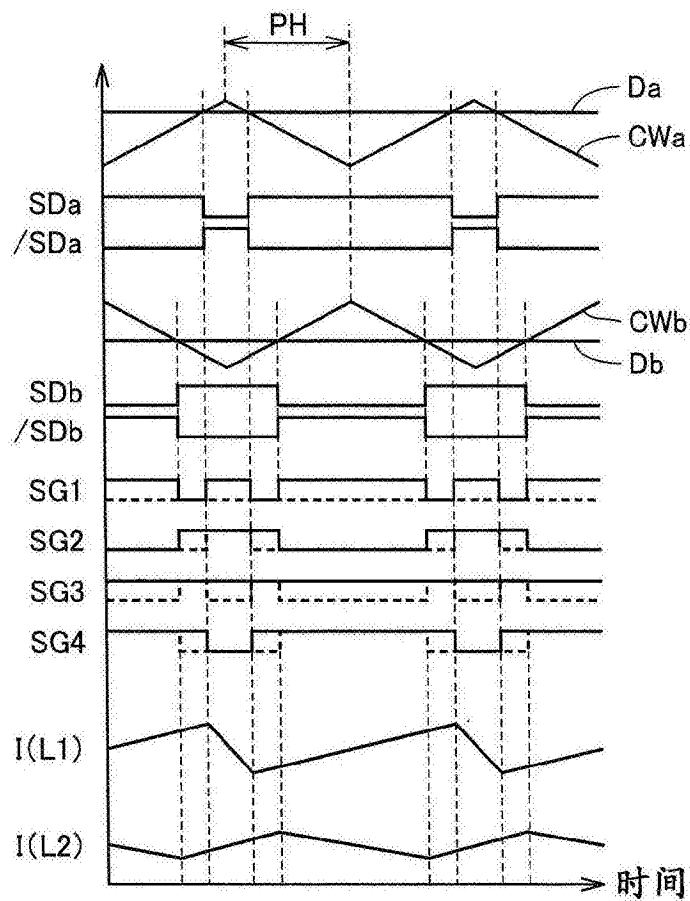


图26

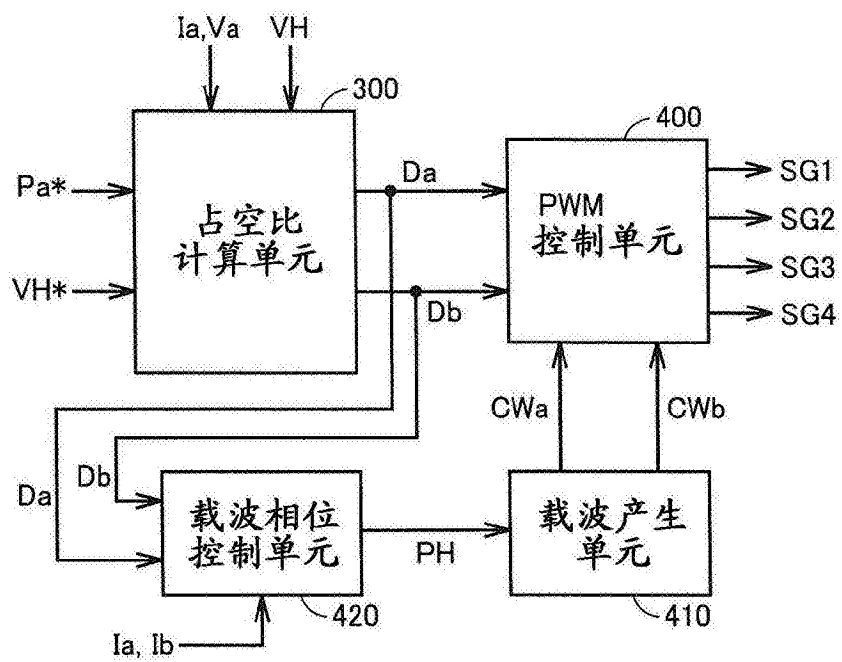


图27

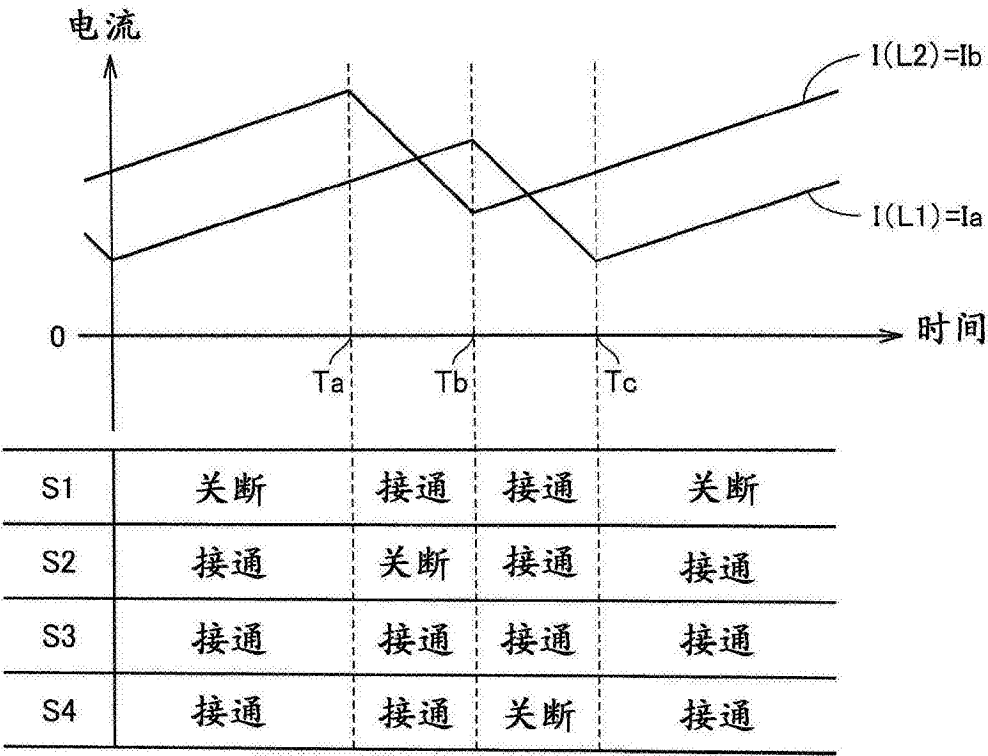
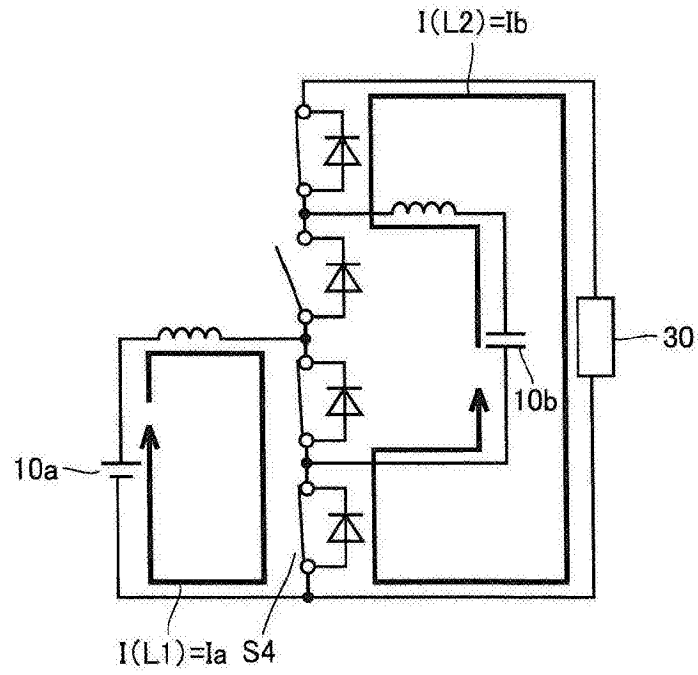


图28

(a)



(b)

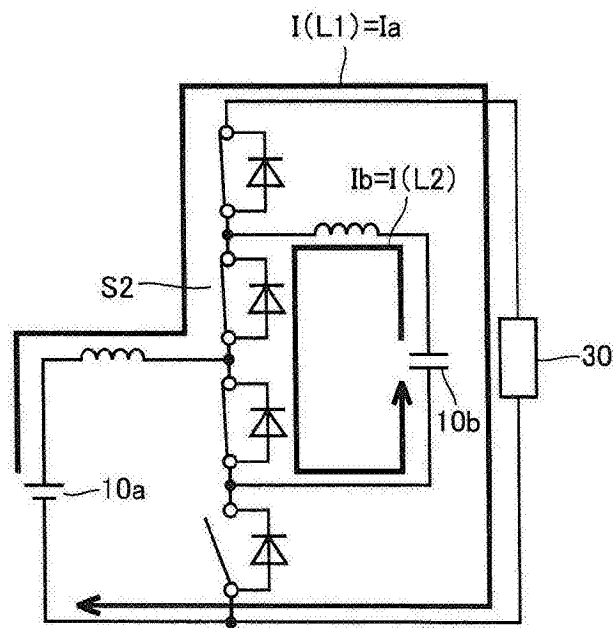


图29

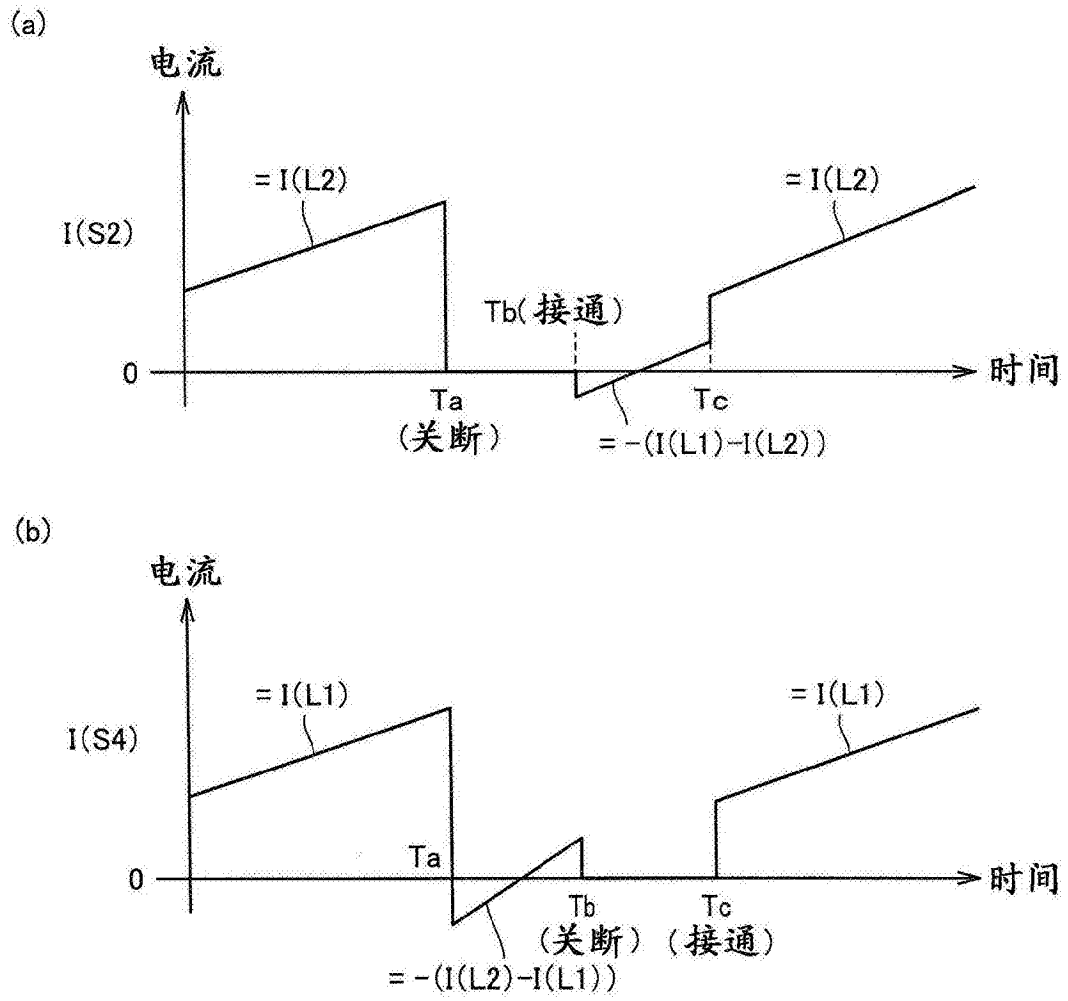


图30

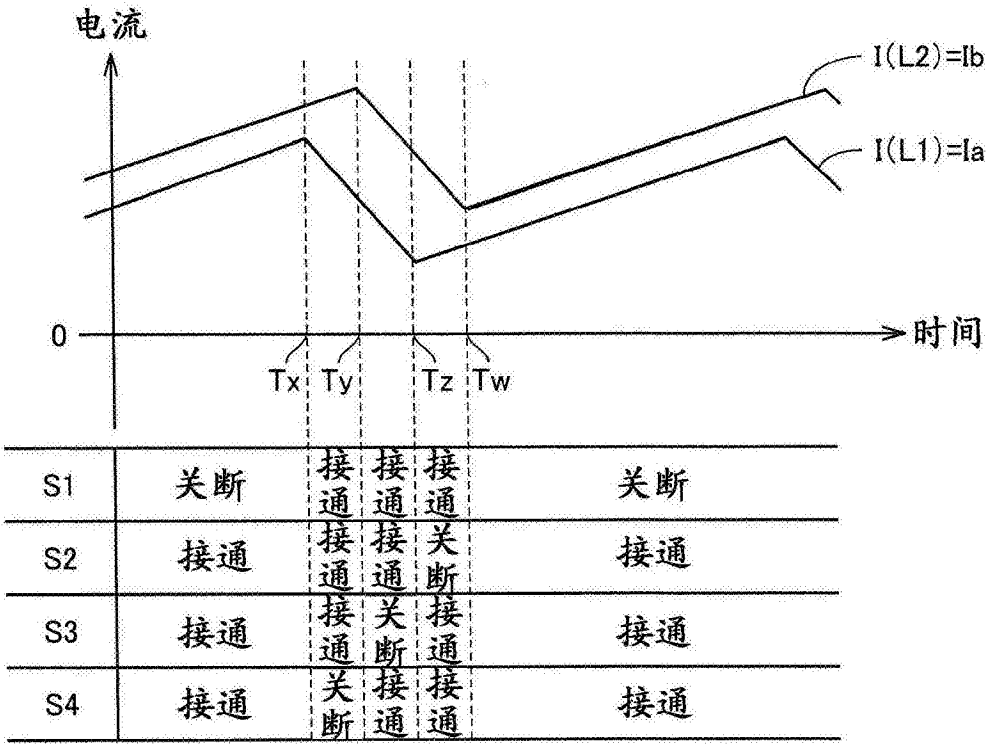


图31

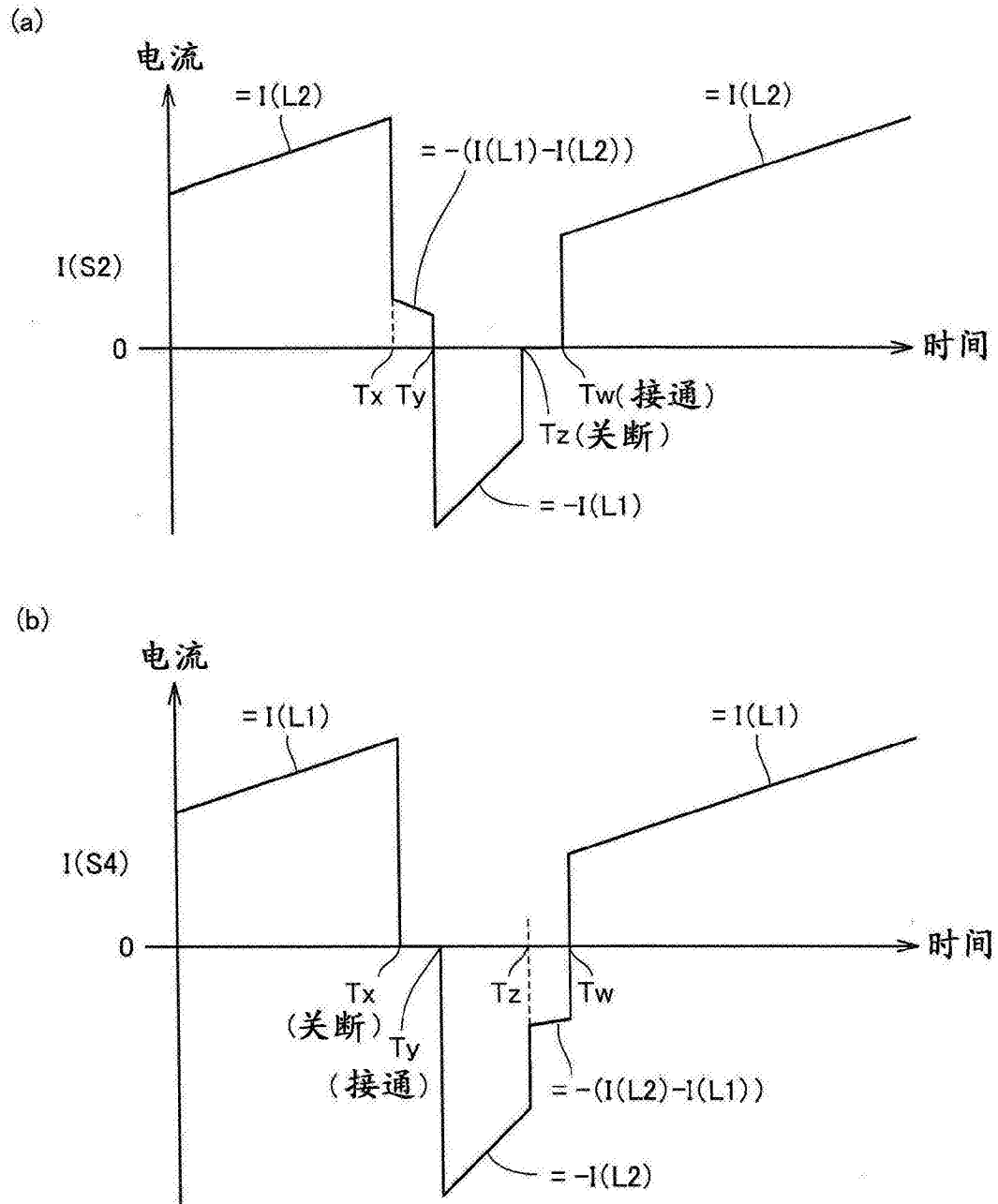


图32

工作状态	DC电源10a的状态 -DC电源10b的状态	$I(L1)$ 和 $I(L2)$ 的波形	接通损耗 的降低	关断损耗 的降低	导通损耗 的降低	导通损耗 的降低
A	供电-供电		Tb处的S2	Tb处的S4	Ta-Tb 期间的S4	Tb-Tc 期间的S2
B	再生-再生		Tb处的S4	Tb处的S2	Ta-Tb 期间的S2	Tb-Tc 期间的S4
C	再生-供电		Ta处的S3	Ta处的S1	Ta-Tb 期间的S1	Tc-Ta 期间的S3
D	供电-再生		Tc处的S1	Tc处的S3	Tb-Tc 期间的S1	Tc-Ta 期间的S3

图33

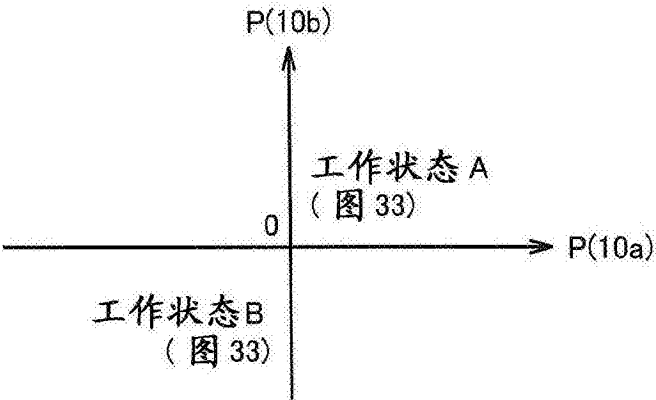


图34

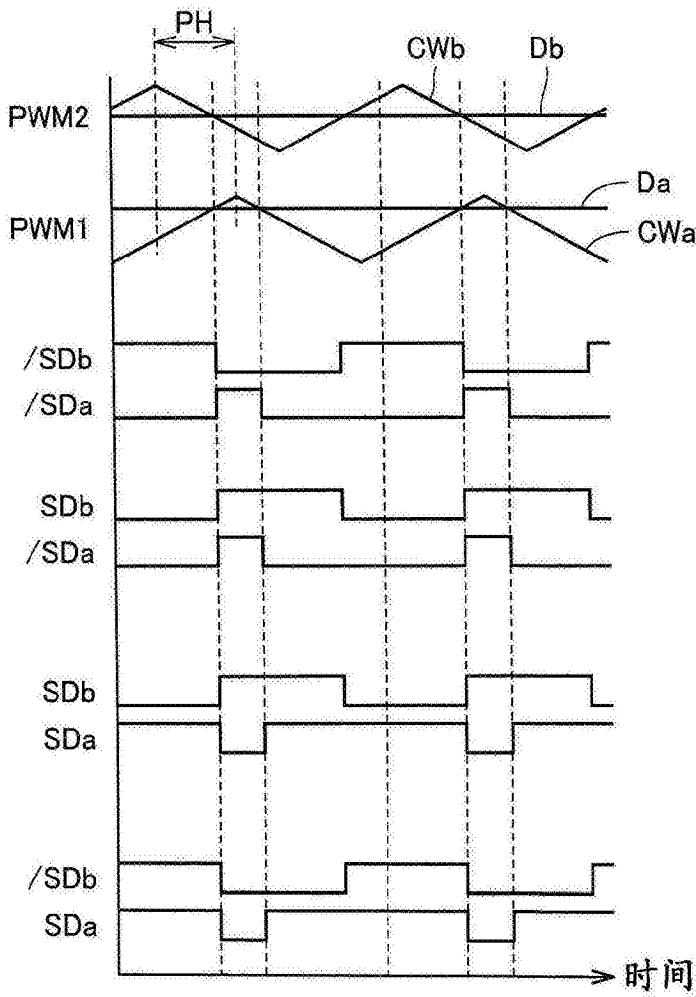


图35

	PB 模式	SB 模式
SG1	/SDa 或 /SDb	/SDc→/SDa 或 /SDb
SG2	/SDa 或 SDb	SDc→SDa 与 SDb
SG3	SDa 或 SDb	保持为H→SDa 或 SDb
SG4	SDa 或 /SDb	SDc→SDa 与 SDb

图36

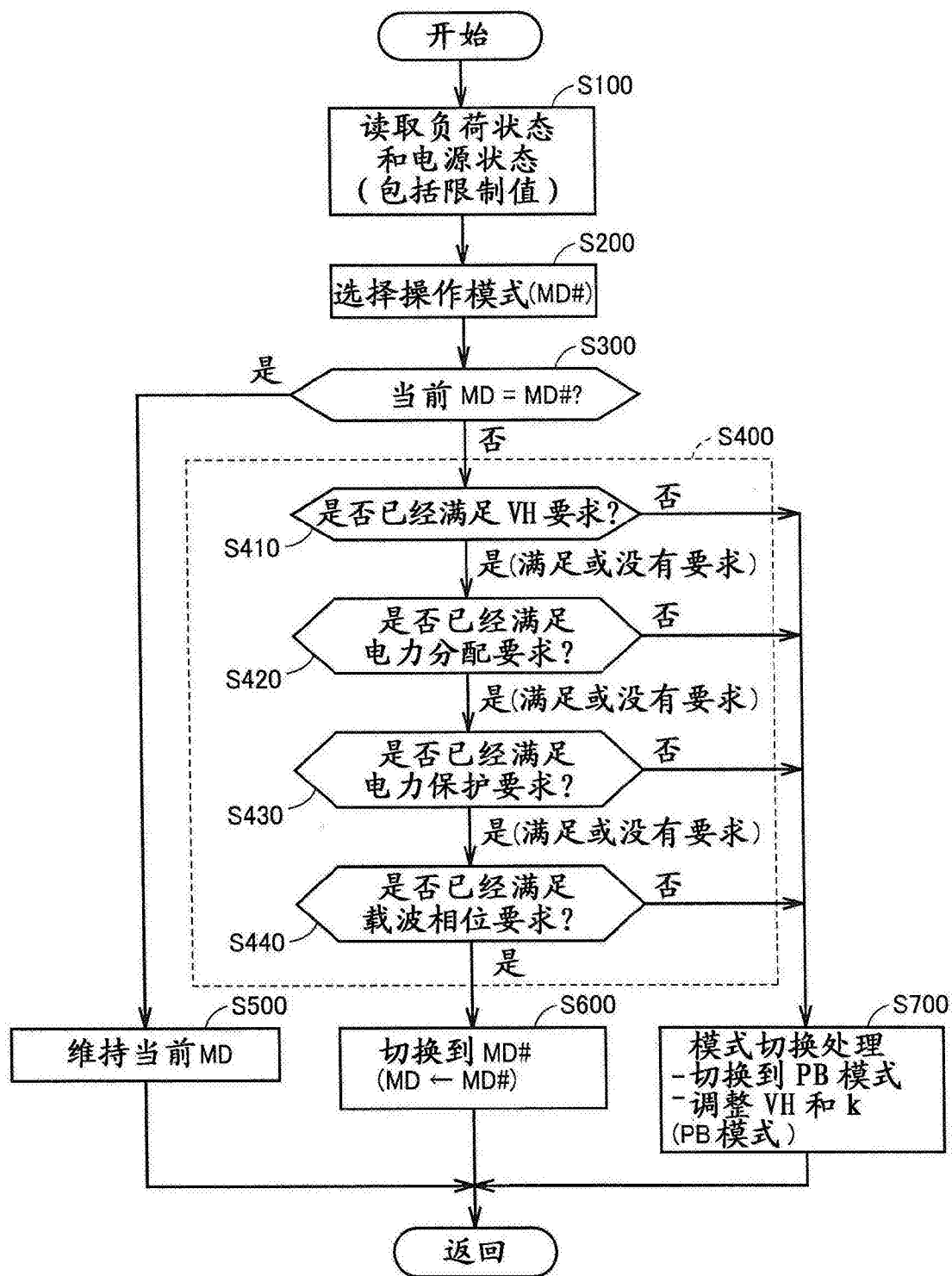


图37

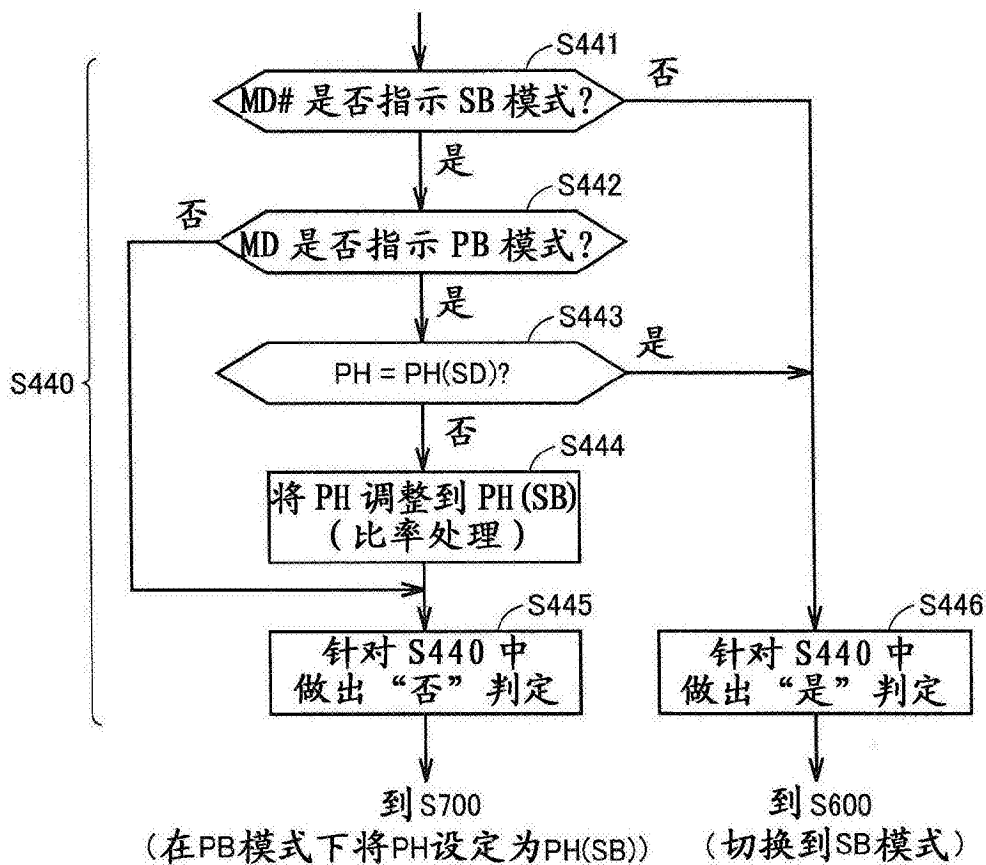


图38