



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105144560 B

(45)授权公告日 2017.09.08

(21)申请号 201480016734.7

(22)申请日 2014.03.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105144560 A

(43)申请公布日 2015.12.09

(30)优先权数据

2013-069410 2013.03.28 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2015.09.18

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2014/058726 2014.03.27

(87)PCT国际申请的公布数据

W02014/157442 JA 2014.10.02

(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 户村修二 石垣将纪 柳泽直树
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 段承恩 张谟煜

(51)Int.Cl.

H02M 3/155(2006.01)

(56)对比文件

CN 102431550 A, 2012.05.02,

CN 102729991 A, 2012.10.17,

WO 2013/001989 A1, 2013.01.03,

JP 特开2011-78194 A, 2011.04.14,

审查员 储维坤

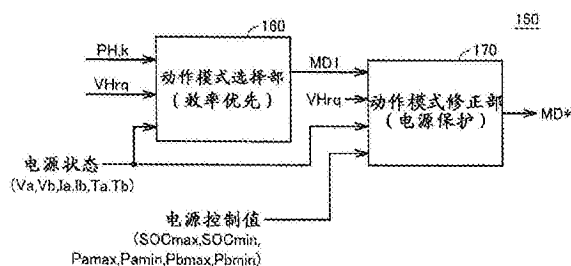
权利要求书5页 说明书42页 附图32页

(54)发明名称

电源系统

(57)摘要

动作模式选择部(160)基于根据负载的状态求出的负载要求电压(VHrq)和直流电源的状态,选择用于使电源系统整体的损失最小的效率优先模式,生成遵从该选择结果的模式选择信号(MD1)。动作模式修正部(170)在任一直流电源中的SOC和/或输出功率达到电源制约值时,修正模式选择信号(MD1)下的效率优先模式的选择,以选择能够控制直流电源间的功率分配的动作模式的方式,生成最终的模式选择指示信号(MD*)。



1. 一种电源系统,具备:

负载;

电力线,其与所述负载连接;

多个直流电源;

电力变换器,其连接在所述多个直流电源与所述电力线之间;以及

控制装置,其用于控制所述电力变换器的动作,

所述电力变换器构成为包括多个开关元件,并且,应用所述多个直流电源与所述电力线之间的电力变换方式不同的多个动作模式中的一个动作模式而动作,

所述控制装置包括:

要求电压设定部,其用于根据所述负载的动作状态来设定对于所述电力变换器向所述电力线输出的输出电压的要求电压;

动作模式选择部,其用于从所述多个动作模式中的能够由所述电力变换器输出所述要求电压以上的输出电压的动作模式群之中,选择所述电源系统的功率损失最小的第一动作模式;以及

动作模式修正部,其用于在所述多个直流电源中的任一直流电源的SOC以及输入输出功率的至少一方达到制约值的情况下,从所述动作模式群之中选择能够控制所述多个直流电源之间的功率分配的第二动作模式来代替所述第一动作模式。

2. 根据权利要求1所述的电源系统,

在所述动作模式修正部选择了所述第二动作模式的情况下的所述第一动作模式是无法任意控制所述多个直流电源之间的功率分配的动作模式。

3. 根据权利要求1或2所述的电源系统,

所述第一动作模式包括所述多个动作模式中的如下动作模式:通过所述多个开关元件的通断控制,在所述多个直流电源中的一个直流电源与所述电力线之间执行直流电压变换,并且维持将其他的直流电源从所述电力线电切断的状态,

所述第二动作模式包括所述多个动作模式中的如下动作模式:通过所述多个开关元件的通断控制,所述多个直流电源中的多个直流电源并联地在该多个直流电源与所述电力线之间执行直流电压变换。

4. 根据权利要求1所述的电源系统,

所述多个直流电源由第一以及第二直流电源构成,

所述电力线包括高电压侧的第一电力线以及低电压侧的第二电力线,

所述多个开关元件包括:

第一开关元件,其电连接在第一节点与所述第一电力线之间;

第二开关元件,其电连接在第二节点与所述第一节点之间;

第三开关元件,其电连接在同所述第二直流电源的负极端子电连接的第三节点与所述第二节点之间;以及

第四开关元件,其电连接在所述第三节点与同所述第一直流电源的负极端子电连接的所述第二电力线之间,

所述电力变换器还包括:

第一电抗器,其在所述第二节点与所述第二电力线之间以串联的方式与所述第一直流

电源电连接;以及

第二电抗器,其在所述第一节点与所述第三节点之间以串联的方式与所述第二直流电源电连接。

5. 根据权利要求4所述的电源系统,

所述多个动作模式包括:

第一模式,通过所述第一至第四开关元件的通断控制,在所述第一以及第二直流电源并联连接的状态下在所述第一以及第二直流电源与所述第一以及第二电力线之间执行直流电压变换;以及

第二模式,通过将所述第三开关元件固定为接通并对所述第一、第二以及第四开关元件进行通断控制,在所述第一以及所述第二直流电源串联连接的状态下在所述第一以及所述第二直流电源与所述第一以及第二电力线之间执行直流电压变换,

当所述要求电压比所述第一以及第二直流电源的输出电压之和 high 时,所述第一动作模式为所述第二模式,所述第二动作模式为所述第一模式。

6. 根据权利要求4所述的电源系统,

所述多个动作模式包括:

第一模式,通过所述第一至第四开关元件的通断控制,在所述第一以及第二直流电源并联连接的状态下在所述第一以及第二直流电源与所述第一以及第二电力线之间执行直流电压变换;

第二模式,通过将所述第三开关元件固定为接通并对所述第一、第二以及第四开关元件进行通断控制,在所述第一以及第二直流电源串联连接的状态下在所述第一以及第二直流电源与所述第一以及所述第二电力线之间执行直流电压变换;以及

第三模式,将所述第一至第四开关元件的通断固定,维持所述第一以及第二直流电源串联地与所述第一以及第二电力线连接的状态,

当所述要求电压为所述第一以及第二直流电源的输出电压之和以下时,所述第一动作模式为所述第三模式,所述第二动作模式为所述第一模式。

7. 根据权利要求6所述的电源系统,

所述多个动作模式还包括:

第四模式,通过所述第一至第四开关元件的通断控制,在所述第一以及第二直流电源的一方的直流电源与所述电力线之间执行直流电压变换;

当所述要求电压比所述第一以及第二直流电源的输出电压中较高的一方的电压 high 时,所述第一动作模式为所述第四模式,所述第二动作模式为所述第一模式。

8. 根据权利要求7所述的电源系统,

所述多个动作模式还包括:

第五模式,将所述第一至第四开关元件的通断固定,维持所述第一以及第二直流电源的一方与所述第一以及第二电力线电连接而所述第一以及第二直流电源的另一方从所述第一以及第二电力线电切断的状态;以及

第六模式,将所述第一至第四开关元件的通断固定,维持所述第一以及第二直流电源并联地与所述第一以及第二电力线连接的状态,

当所述要求电压比所述第一以及第二直流电源的输出电压中较高的一方的电压 low 时,

所述第一动作模式为所述第五或者第六模式,所述第二动作模式为所述第一模式。

9. 根据权利要求5~7中任一项所述的电源系统,
所述控制装置,

运算用于控制来自所述第一直流电源的输出的第一占空比以及用于控制来自所述第二直流电源的输出的第二占空比,并且,

基于第一以及第二控制脉冲信号,生成所述第一至第四开关元件的通断控制信号,所述第一以及第二控制脉冲信号分别按照通过第一载波与所述第一占空比的比较以及第二载波与所述第二占空比的比较进行的脉冲宽度调制而得到,

所述第一载波与所述第二载波的相位差根据所述第一以及第二占空比可变地进行控制,以使所述第一控制脉冲信号的脉冲的转变定时与所述第二控制脉冲信号的脉冲的转变定时一致。

10. 根据权利要求5所述的电源系统,

所述电源系统搭载于具备用于产生车辆驱动力的发动机以及电动机的混合动力汽车,

所述混合动力汽车构成为能够由用户选择使所述多个直流电源的蓄积能量的使用效率最优先的预定的运转模式,

所述负载包括与所述电力线电连接的所述电动机,

在通过所述动作模式选择部将所述第二模式选择为所述第一动作模式、并选择了所述预定的运转模式的情况下,在所述多个直流电源中的任一直流电源的输入输出功率达到制约值时,所述控制装置维持所述第一动作模式的选择,并限制所述电动机的输出以使各所述直流电源的输入输出功率比所述制约值小。

11. 根据权利要求6所述的电源系统,

所述电源系统搭载于具有用于产生车辆驱动力的发动机以及电动机的混合动力汽车,

所述混合动力汽车构成为能够由用户选择使所述多个直流电源的蓄积能量的使用效率最优先的预定的运转模式,

所述负载包括与所述电力线电连接的所述电动机,

在通过所述动作模式选择部将所述第三模式选择为所述第一动作模式、并选择了所述预定的运转模式的情况下,在所述多个直流电源中的任一直流电源的输入输出功率达到制约值时,所述控制装置维持所述第一动作模式的选择,并限制所述电动机的输出以使各所述直流电源的输入输出功率比所述制约值小。

12. 根据权利要求1、2以及4~8中任一项所述的电源系统,

所述动作模式修正部构成为:在选择了所述第二动作模式的期间,当各所述直流电源的所述SOC以及所述输入输出功率比所述制约值小时,计算应用第一动作模式来代替所述第二动作模式时的各所述直流电源的输入输出功率的预测值,并且,在各所述直流电源的所述预测值未达到所述制约值时,指示向所述第一动作模式恢复,而在所述多个直流电源中的任一直流电源的所述预测值达到所述制约值时,维持所述第二动作模式的选择。

13. 根据权利要求1、2以及4~8中任一项所述的电源系统,

所述控制装置,在由于所述多个直流电源中的任一直流电源的SOC达到所述制约值而通过所述动作模式修正部选择了第二动作模式的情况下,控制所述电力变换器以使得来自除了SOC达到所述制约值的该直流电源以外的其他直流电源的输出功率之和比所述负载的

要求功率高,由此对该直流电源进行充电。

14. 根据权利要求5或6所述的电源系统,
所述控制装置,

基于所述电力线的电压检测值与电压指令值的偏差,计算所述第一以及第二直流电源整体相对于电力线输入输出的整体输入输出功率,

与所述动作模式的变更相应地切换所述第一与第二直流电源间的功率分配比,并且按照所述整体输入输出功率以及所述功率分配比,设定所述第一直流电源的第一功率指令值以及所述第二直流电源的第二功率指令值,

基于所述第一直流电源的电流检测值相对于将所述第一功率指令值除以所述第一直流电源的输出电压所得到的第一电流指令值的偏差,运算用于控制来自所述第一直流电源的输出的第一占空比,

基于所述第二直流电源的电流检测值相对于将所述第二功率指令值除以所述第二直流电源的输出电压所得到的第二电流指令值的偏差,运算用于控制来自所述第二直流电源的输出的第二占空比,

基于第一以及第二控制脉冲信号,生成所述第一至第四开关元件的通断控制信号,所述第一以及第二控制脉冲信号分别按照通过第一载波与所述第一占空比的比较以及第二载波与所述第二占空比的比较进行的脉冲宽度调制控制而得到。

15. 根据权利要求14所述的电源系统,

所述功率分配比在所述第一模式下根据所述第一以及第二直流电源的动作状态可变地进行设定,而在所述第二模式下所述功率分配比被固定为基于所述第一以及第二直流电源的电压的比率。

16. 根据权利要求14所述的电源系统,
所述控制装置,

在所述第一模式下,对所述第一以及第二直流电源执行基于所述第一电流指令值的电流反馈控制,由此运算第一以及第二占空比,

在所述第二模式下,在所述第一以及第二直流电源的一方的直流电源中执行基于所述第二电流指令值的电流反馈控制,而在所述第一以及第二直流电源的另一方的直流电源中不执行所述电流反馈控制而是执行基于该直流电源的输出电压以及所述电压指令值的前馈控制,由此运算所述第一以及第二占空比,并且,

在所述第一以及第二模式的各模式下,基于通过所述第一占空比与第一载波的比较所得到的第一控制脉冲信号以及通过所述第二占空比与第二载波的比较所得到的第二控制脉冲信号,生成所述第一至第四开关元件的所述通断控制信号,

在所述第一以及第二模式的各模式下,所述第一载波与所述第二载波的相位差根据运算出的所述第一以及第二占空比可变地进行控制,以使所述第一控制脉冲信号的脉冲的转变定时与所述第二控制脉冲信号的脉冲的转变定时一致。

17. 根据权利要求14所述的电源系统,

所述控制装置在所述第一模式下,还设定所述第一直流电源与所述第二直流电源之间的充放电的循环功率值,并且,

按照所述整体输入输出功率、所述功率分配比以及所述循环功率值,将所述第一功率

指令值限制在根据所述第一直流电源的动作状态设定的功率范围内,并且通过从所述整体输入输出功率减去所述第一功率指令值来设定所述第二功率指令值。

电源系统

技术领域

[0001] 本发明涉及电源系统,更特定而言涉及包括连接在多个直流电源与该多个直流电源共同的电力线之间的电力变换器而构成的电源系统的控制。

背景技术

[0002] 在日本特开平7-240212号公报(专利文献1)和日本特开2004-199911号公报(专利文献2)中记载了如下混合动力电源系统:使用连接在多个电源与负载之间的电力变换器,对多个电源进行组合而向负载供给电源。在专利文献1中记载了如下内容:在组合了燃料电池和二次电池的混合动力电源装置中,预先求出相对于燃料电池输出的系统的总合效率的特性,并且以根据二次电池的剩余电量来选择系统总合效率高的范围的方式,指示燃料电池的输出来对二次电池进行充电。

[0003] 另外,在专利文献2中记载了如下控制:在具有二次电池的燃料电池系统中,在将燃料电池从混合动力电源系统切断的特定的控制模式下,不通过切换动作而将二次电池与负载连接,来实现该控制模式下的高效率化。

[0004] 另外,在日本特开2012-70514号公报(专利文献3)中记载了如下电力变换器的结构:通过多个开关元件的控制,能够在将两个直流电源串联连接的状态下进行DC/DC变换的动作模式(串联连接模式)与将两个直流电源并联使用的状态下进行DC/DC变换的动作模式(并联连接模式)之间进行切换。

[0005] 专利文献1:日本特开平7-240212号公报

[0006] 专利文献2:日本特开2004-199911号公报

[0007] 专利文献3:日本特开2012-70514号公报

[0008] 在专利文献3中,虽然记载了电力变换器具有多个动作模式,但是未详细记载用于选择这些动作模式的具体的处理。在专利文献1、2中,虽然记载了以使系统整体高效率地动作为目的的控制,但是未特别提到能够选择多个动作模式的情况下的动作模式的选择与高效率化的关系。另外,在具备多个电源的系统中,考虑进行保护以免过功率从而防止各电源的过充电和过放电这一点也很重要。

发明内容

[0009] 本发明是为了解决这样的问题而提出的,本发明的目的在于,在包括连接在多个直流电源与该多个直流电源共同的电力线之间的电力变换器的电源系统中,以提高系统整体的效率并兼顾到保护各直流电源以免过充电和过放电的保护性的方式,选择电力变换器的动作模式。

[0010] 在本发明的某一方面中,电源系统包括:负载;电力线,其与负载连接;多个直流电源;电力变换器;以及控制装置,其用于控制电力变换器的动作。电力变换器连接在多个直流电源与电力线之间。电力变换器构成为包括多个开关元件,并且,应用多个直流电源与电力线之间的电力变换的方式不同的多个动作模式中的一个动作模式而动作。控制装置具有

要求电压设定部、动作模式选择部以及动作模式修正部。要求电压设定部根据负载的动作状态来设定电力变换器向电力线输出的输出电压的要求电压。动作模式选择部从多个动作模式中的能够由电力变换器输出要求电压以上的输出电压的动作模式群之中,选择电源系统的功率损失最小的第一动作模式。动作模式修正部在多个直流电源中的任一直流电源的SOC以及输入输出功率的至少一方达到制约值的情况下,从动作模式群之中选择能够控制多个直流电源之间的功率分配的第二动作模式来代替第一动作模式。

[0011] 优选,在动作模式修正部选择了第二动作模式的情况下的第一动作模式是无法任意控制多个直流电源之间的功率分配的动作模式。

[0012] 进一步优选,第一动作模式包括多个动作模式中的如下动作模式:通过多个开关元件的通断控制,在多个直流电源中的一个直流电源与电力线之间执行直流电压变换,并且维持将其他的直流电源从电力线电切断的状态。第二动作模式包括多个动作模式中的如下动作模式:通过多个开关元件的通断控制,多个直流电源中的多个直流电源并联地在该多个直流电源与电力线之间执行直流电压变换。

[0013] 优选,多个直流电源由第一以及第二直流电源构成。电力线包括高电压侧的第一电力线以及低电压侧的第二电力线。多个开关元件具有第一至第四开关元件。第一开关元件电连接在第一节点与第一电力线之间。第二开关元件电连接在第二节点以及第一节点之间。第三开关元件电连接在同第二直流电源的负极端子电连接的第三节点与第二节点之间。第四开关元件电连接在第三节点与同第一直流电源的负极端子电连接的第二电力线之间。电力变换器还具有第一以及第二电抗器。第一电抗器在第二节点与第二电力线之间以串联的方式与第一直流电源电连接。第二电抗器在第一节点以及第三节点之间以串联的方式与第二直流电源电连接。

[0014] 进一步优选,多个动作模式包括第一以及第二模式。在第一模式下,电力变换器通过第一至第四开关元件的通断控制,使第一以及第二直流电源并联地在该第一以及第二直流电源与第一以及第二电力线之间执行直流电压变换。在第二模式下,电力变换器通过将第三开关元件固定为接通并对第一、第二以及第四开关元件进行通断控制,在第一以及第二直流电源串联连接的状态下在该第一以及第二直流电源与第一以及第二电力线之间执行直流电压变换。当要求电压比第一以及第二直流电源的输出电压之和 high 时,第一动作模式为第二模式,第二动作模式为第一模式。

[0015] 还优选,多个动作模式包括第一至第三模式。在第一模式下,电力变换器通过第一至第四开关元件的通断控制,使第一以及第二直流电源并联地在该第一以及第二直流电源与第一以及第二电力线之间执行直流电压变换。在第二模式下,电力变换器通过将第三开关元件固定为接通并对第一、第二以及第四开关元件进行通断控制,在第一以及第二直流电源串联连接的状态下在该第一以及第二直流电源与第一以及上述第二电力线之间执行直流电压变换。在第三模式下,电力变换器将第一至第四开关元件的通断固定,维持第一以及第二直流电源串联地与第一以及第二电力线连接的状态。当要求电压为第一以及第二直流电源的输出电压之和以下时,第一动作模式为第三模式,第二动作模式为第一模式。

[0016] 进一步优选,多个动作模式还包括第四模式。在第四模式下,电力变换器通过第一至第四开关元件的通断控制,在第一以及第二直流电源的一方的直流电源与电力线之间执行直流电压变换。当要求电压比第一以及第二直流电源的输出电压中较高的一方的电压高

时,第一动作模式为第四模式,第二动作模式为第一模式。

[0017] 另外,进一步优选,多个动作模式还包括第五以及第六模式。在第五模式下,电力变换器将第一至第四开关元件的通断固定,维持第一以及第二直流电源的一方与第一以及第二电力线电连接而第一以及第二直流电源的另一方从电力线电切断的状态。在第六模式下,电力变换器将第一至第四开关元件的通断固定,维持第一以及第二直流电源并联地与第一以及第二电力线连接的状态。当要求电压比第一以及第二直流电源的输出电压中较高的一方的电压低时,第一动作模式为第五或者第六模式,第二动作模式为第一模式。

[0018] 或者,进一步优选,控制装置运算用于控制来自第一直流电源的输出的第一占空比以及用于控制来自第二直流电源的输出的第二占空比,并且,基于第一以及第二控制脉冲信号,生成第一至第四开关元件的通断控制信号,该第一以及第二控制脉冲信号分别按照通过第一载波与第一占空比的比较以及第二载波与第二占空比的比较进行的脉冲宽度调制而得到。并且,第一载波与第二载波的相位差根据第一以及第二占空比可变地进行控制,以使第一控制脉冲信号的脉冲的转变定时与第二控制脉冲信号的脉冲的转变定时一致。

[0019] 优选,电源系统搭载于具备用于产生车辆驱动力的发动机以及电动机的混合动力汽车,混合动力汽车构成为能够由用户选择使多个直流电源的蓄积能量的使用效率最优先的预定的运转模式,负载包括与电力线电连接的电动机。并且,在电源系统中,在通过动作模式选择部将第二模式或者第三模式选择为第一动作模式、并选择了预定的运转模式的情况下,在多个直流电源中的任一直流电源的输入输出功率达到制约值时,维持第一动作模式的选择,并限制电动机的输出以使各直流电源的输入输出功率比制约值小。

[0020] 进一步优选,动作模式修正部在选择了所述第二动作模式的期间,当各所述直流电源的所述SOC以及所述输入输出功率比所述制约值小时,计算应用第一动作模式来代替所述第二动作模式时的各所述直流电源的输入输出功率的预测值。并且,动作模式修正部构成为:在各所述直流电源的所述预测值未达到所述制约值时,指示向所述第一动作模式恢复,而在所述多个直流电源中的任一直流电源的所述预测值达到所述制约值时,维持所述第二动作模式的选择。

[0021] 或者优选,控制装置在由于多个直流电源中的任一直流电源的SOC达到制约值而通过动作模式修正部选择了第二动作模式的情况下,控制电力变换器以使得来自除了SOC达到制约值的该直流电源以外的其他直流电源的输出功率之和比负载的要求功率高,由此对该直流电源进行充电。

[0022] 还优选,控制装置基于电力线的电压检测值与电压指令值的偏差,计算第一以及第二直流电源整体相对于电力线输入输出的整体输入输出功率,并且,与动作模式的变更相应地切换第一与第二直流电源间的功率分配比。并且,控制装置按照整体输入输出功率以及功率分配比,设定第一直流电源的第一功率指令值以及第二直流电源的第二功率指令值,并且,基于第一直流电源的电流检测值相对于将第一功率指令值除以第一直流电源的输出电压所得到的第一电流指令值的偏差,运算用于控制来自第一直流电源的输出的第一占空比,基于第二直流电源的电流检测值相对于将第二功率指令值除以第二直流电源的输出电压所得到的第二电流指令值的偏差,运算用于控制来自第二直流电源的输出的第二占空比。并且,控制装置基于第一以及第二控制脉冲信号,生成第一至第四开关元件的通断控

制信号,所述第一以及第二控制脉冲信号分别按照通过第一载波与第一占空比的比较以及第二载波与第二占空比的比较进行的脉冲宽度调制而得到。

[0023] 进一步优选,功率分配比在第一模式下根据第一以及第二直流电源的动作状态可变地进行设定,而在第二模式下功率分配比被固定为基于第一以及第二直流电源的电压的比率。

[0024] 进一步优选,控制装置在第一模式下,对第一以及第二直流电源执行基于第一电流指令值的电流反馈控制,由此运算第一以及第二占空比,并且,在第二模式下,在第一以及第二直流电源的一方的直流电源中执行基于第二电流指令值的电流反馈控制,而在第一以及第二直流电源的另一方的直流电源中不执行电流反馈控制而是执行基于该直流电源的输出电压以及电压指令值的前馈控制,由此运算第一以及第二占空比。并且,控制装置在第一以及第二模式的各模式下,基于通过第一占空比与第一载波的比较所得到的第一控制脉冲信号以及通过第二占空比与第二载波的比较所得到的第二控制脉冲信号,生成第一至第四开关元件的通断控制信号。并且,在第一以及第二模式的各模式下,第一载波与第二载波的相位差根据运算出的第一以及第二占空比可变地进行控制,以使第一控制脉冲信号的脉冲的转变定时与第二控制脉冲信号的脉冲的转变定时一致。

[0025] 或者,进一步优选,多个动作模式还包括第四模式。在第四模式下,电力变换器通过第一至第四开关元件的通断控制,在第一以及第二直流电源的一方的直流电源与电力线之间执行直流电压变换,并维持将第一以及第二直流电源的另一方的直流电源从电力线电切断的状态,当要求电压比第一与第二直流电源的输出电压之和低时,第一动作模式为第四模式,第二动作模式为第一模式。在第一模式下,功率分配比根据第一以及第二直流电源的动作状态可变地进行设定,而在第四模式下,功率分配比被设定为,仅通过来自一方的电源的输出来确保整体输入输出功率。

[0026] 进一步优选,控制装置在第一模式下,设定第一直流电源与第二直流电源之间的充放电的循环功率值。按照整体输入输出功率、功率分配比以及循环功率值,将第一功率指令值限制在根据第一直流电源的动作状态设定的功率范围内。通过从整体输入输出功率减去第一功率指令值来设定第二功率指令值。

[0027] 根据本发明,在包括连接在多个直流电源与该多个直流电源共同的电力线之间的电力变换器的电源系统中,以提高系统整体的效率并兼顾到保护各直流电源免于过充电和过放电的保护性的方式,选择电力变换器的动作模式。

附图说明

[0028] 图1是表示本发明的实施方式1的包括电力变换器的电源系统的结构的电路图。

[0029] 图2是表示图1所示的负载的结构例的概略图。

[0030] 图3是用于对图1所示的电力变换器所具有的多个动作模式进行说明的图表。

[0031] 图4是表示由不同种类的电源构成图1所示的两个直流电源的情况下的两直流电源的特性的一例的概念图。

[0032] 图5A是对PB模式下的第一电路动作进行说明的第一电路图。

[0033] 图5B是对PB模式下的第一电路动作进行说明的第二电路图。

[0034] 图6A是对PB模式下的第二电路动作进行说明的第一电路图。

- [0035] 图6B是对PB模式下的第二电路动作进行说明的第二电路图。
- [0036] 图7A是对PB模式下的针对第一直流电源的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第一电路图。
- [0037] 图7B是对PB模式下的针对第一直流电源的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第二电路图。
- [0038] 图8A是对PB模式下的针对第二直流电源的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第一电路图。
- [0039] 图8B是对PB模式下的针对第二直流电源的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第二电路图。
- [0040] 图9是表示PB模式下的电力变换器的开关元件的控制动作例的波形图。
- [0041] 图10是用于对PB模式下的各开关元件的控制信号的设定用的逻辑运算式进行说明的图表。
- [0042] 图11A是对SB模式下的电路动作进行说明的第一电路图。
- [0043] 图11B是对SB模式下的电路动作进行说明的第二电路图。
- [0044] 图12A是对SB模式下的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第一电路图。
- [0045] 图12B是对SB模式下的DC/DC变换(升压动作)进行说明的第二电路图。
- [0046] 图13是表示SB模式下的电力变换器的开关元件的控制动作例的波形图。
- [0047] 图14是用于对SB模式下的各开关元件的控制信号的设定用的逻辑运算式进行说明的图表。
- [0048] 图15是用于对图3所示的各动作模式下的直流电源间的功率分配比的控制可否以及输出电压的可设定范围进行比较的图表。
- [0049] 图16是用于对负载要求电压的电压范围的定义进行说明的概念图。
- [0050] 图17是用于对各电压范围内的动作模式的选择进行说明的图表。
- [0051] 图18是表示本发明的实施方式1的电源系统的电力变换器中的动作模式选择用的控制结构的功能框图。
- [0052] 图19是用于对动作模式选择部的功能进行说明的第一功能框图。
- [0053] 图20是对由图19的结构推定的转换器损失的动作模式间的比较进行说明的概念图。
- [0054] 图21是对由图19的结构推定的系统整体损失的动作模式间的比较进行说明的概念图。
- [0055] 图22是用于对图18所示的动作模式修正部的动作例进行说明的波形图。
- [0056] 图23是表示各电压范围内的由动作模式修正部进行的动作模式选择的修正的图表。
- [0057] 图24是用于对由动作模式修正部进行的动作模式选择的修正的第一例进行说明的概念图。
- [0058] 图25是用于对由动作模式修正部进行的动作模式选择的修正的第二例进行说明的概念图。
- [0059] 图26是表示本实施方式1的变形例的电力变换器控制下的载波相位控制应用时的PB模式的控制动作例的波形图。

- [0060] 图27是对PB模式的载波相位控制下的电流相位进行说明的波形图。
- [0061] 图28A是对图27的预定期间内的电流路径进行说明的第一电路图。
- [0062] 图28B是对图27的预定期间内的电流路径进行说明的第二电路图。
- [0063] 图29A是图27所示的电流相位下的开关元件的第一电流波形图。
- [0064] 图29B是图27所示的电流相位下的开关元件的第二电流波形图。
- [0065] 图30是表示载波间的相位差=0时的电流相位的波形图。
- [0066] 图31A是图30所示的电流相位下的开关元件的第一电流波形图。
- [0067] 图31B是图30所示的电流相位下的开关元件的第二电流波形图。
- [0068] 图32是用于对直流电源的各动作状态下的PB模式中的载波相位控制进行说明的图表。
- [0069] 图33是对SB模式下的两个直流电源的状态进行说明的图。
- [0070] 图34是表示应用载波相位控制时的SB模式下的控制脉冲信号的波形图。
- [0071] 图35是用于对SB模式下的控制信号的设定进行说明的图表。
- [0072] 图36是表示本实施方式1的变形例的电力变换器控制中的PB模式以及SB模式的动作例的波形图。
- [0073] 图37是对本实施方式2的电力变换器控制的基本的概念进行说明的概念图。
- [0074] 图38是用于对本实施方式2的电力变换器控制进行说明的第一框图。
- [0075] 图39是用于对本实施方式2的电力变换器控制进行说明的第二框图。
- [0076] 图40是用于对实施方式2的电力变换器控制下的PB模式中的电源系统内的功率流进行说明的概念图。
- [0077] 图41是用于对属于升压模式的各动作模式下的控制信号以及控制数据的设定进行说明的图表。
- [0078] 图42是用于对实施方式2的电力变换器控制下的aB模式中的电源系统内的功率流进行说明的概念图。
- [0079] 图43是用于对实施方式2的电力变换器控制下的bB模式中的电源系统内的功率流进行说明的概念图。
- [0080] 图44是用于对实施方式2的电力变换器控制下的SB模式中的电源系统内的功率流进行说明的概念图。
- [0081] 图45是表示本发明的实施方式3的包括电力变换器的电源系统的结构例的电路图。
- [0082] 图46是对图45所示的电力变换器所具有的多个动作模式以及各动作模式下的控制信号和控制数据的设定进行说明的图表。
- [0083] 图47是用于对实施方式3的电源系统下的负载要求电压的电压范围的定义进行说明的概念图。
- [0084] 图48是用于对实施方式3的电源系统的各电压范围内的动作模式的选择进行说明的图表。
- [0085] 图49是表示实施方式3的电源系统的各电压范围内的由动作模式修正部进行的动作模式选择的修正的图表。
- [0086] 图50是用于对动作模式选择部的功能进行说明的第二功能框图。

[0087] 图51是对结束动作模式选择的修正时的控制处理进行说明的流程图。

具体实施方式

[0088] 以下,参照附图对本发明的实施方式进行详细的说明。以下,对多个实施方式进行说明,但从申请当初就预定对各实施方式中说明的结构进行适当的组合。另外,以下,对于图中的相同或者相当的部分标注相同的附图标记,并且原则上不反复进行说明。

[0089] [实施方式1]

[0090] (电力变换器的电路结构)

[0091] 图1是表示本发明的实施方式1的包括电力变换器的电源系统的结构的电路图。

[0092] 参照图1,电源系统5具备多个直流电源10a及10b、负载30以及电力变换器50。

[0093] 在本实施方式中,直流电源10a和10b分别由锂离子二次电池或镍氢电池那样的二次电池、或者双电层电容器或锂离子电容器等输出特性优异的直流电压源要素构成。直流电源10a和直流电源10b分别对应于“第一直流电源”和“第二直流电源”。

[0094] 直流电源10a和10b可以由同种且同容量的直流电源构成,也可以由特性和/或容量不同的直流电源构成。

[0095] 电力变换器50连接在直流电源10a及10b与电力线20之间。电力变换器50按照电压指令值 VH^* 来控制与负载30连接的电力线20上的直流电压(以下,也称为输出电压 VH)。即,电力线20相对于直流电源10a和10b共用地设置。

[0096] 负载30接受电力变换器50的输出电压 VH 而动作。电压指令值 VH^* 被设定为与负载30的动作相适的电压。电压指令值 VH^* 也可以根据负载30的动作状态而可变地进行设定。并且,负载30也可以构成为能够通过再生发电等来产生直流电源10a、10b的充电电力。

[0097] 电力变换器50包括开关元件 $S1 \sim S4$ 以及电抗器 $L1$ 、 $L2$ 。在本实施方式中,作为开关元件,可以使用IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor:绝缘栅双极型晶体管)、电力用MOS(Metal Oxide Semiconductor:金属氧化物半导体)晶体管或者电力用双极晶体管等。与开关元件 $S1 \sim S4$ 相对应地配置有反并联二极管 $D1 \sim D4$ 。另外,开关元件 $S1 \sim S4$ 能够分别响应控制信号 $SG1 \sim SG4$ 来控制通断。即,开关元件 $S1 \sim S4$ 在控制信号 $SG1 \sim SG4$ 为高电平(以下,H电平)时接通,而在控制信号 $SG1 \sim SG4$ 为低电平(以下,L电平)时断开。

[0098] 开关元件 $S1$ 电连接在电力线20与节点 $N1$ 之间。开关元件 $S2$ 电连接在节点 $N1$ 与 $N2$ 之间。开关元件 $S3$ 电连接在节点 $N2$ 与 $N3$ 之间。开关元件 $S4$ 电连接在节点 $N3$ 与接地布线21之间。

[0099] 节点 $N3$ 与直流电源10b的负极端子电连接。接地布线21与负载30以及直流电源10a的负极端子电连接。电抗器 $L1$ 在节点 $N2$ 和接地布线21之间与直流电源10a串联电连接。电抗器 $L2$ 在节点 $N1$ 和节点 $N3$ 之间与直流电源10b串联电连接。

[0100] 由图1可知,电力变换器50形成为与直流电源10a和直流电源10b分别对应地具备升压斩波电路的结构。即,相对于直流电源10a,构成以开关元件 $S1$ 、 $S2$ 为上臂元件而以开关元件 $S3$ 、 $S4$ 为下臂元件的电流双向的第一升压斩波电路。同样,相对于直流电源10b,构成以开关元件 $S1$ 、 $S4$ 为上臂元件而以开关元件 $S2$ 、 $S3$ 为下臂元件的电流双向的第二升压斩波电路。

[0101] 而且,通过第一升压斩波电路而在直流电源10a和电力线20之间形成的电力变换路径与通过第二升压斩波电路而在直流电源10b和电力线20之间形成的电力变换路径的双

方均包括开关元件S1~S4。

[0102] 为了控制向负载30的输出电压VH,控制装置40生成控制开关元件S1~S4的通断的控制信号SG1~SG4。此外,虽然在图1中省略了图示,但是设置有直流电源10a的电压(以下,表述为Va)及电流(以下,表述为Ia)、直流电源10b的电压(以下,表述为Vb)及电流(以下,表述为Ib)以及输出电压VH的检测器(电压传感器、电流传感器)。并且,优选也配置直流电源10a及10b的温度(以下,表述为Ta和Tb)的检测器(温度传感器)。向控制装置40供给上述检测器的输出。

[0103] 在图1的结构中,开关元件S1~S4分别对应于“第一开关元件”~“第四开关元件”,电抗器L1和L2分别对应于“第一电抗器”和“第二电抗器”。

[0104] 图2是表示负载30的结构例的概略图。

[0105] 参照图2,负载30构成为包括例如电动车辆的行驶用电动机。负载30包括平滑电容器CH、变换器32、电动发电机35、动力传递装置36以及驱动轮37。

[0106] 电动发电机35是用于产生车辆驱动力的行驶用电动机,例如由多相的永磁型同步电机构成。电动发电机35的输出转矩经过由减速机、动力分配机构构成的动力传递装置36而向驱动轮37传递。电动车辆利用传递至驱动轮37的转矩而行驶。另外,电动发电机35在电动车辆的再生制动时通过驱动轮37的旋转力而发电。该发电电力通过变换器32进行AC/DC变换。该直流电力可以作为电源系统5所包含的直流电源10a、10b的充电电力来使用。

[0107] 在除了电动发电机之外还搭载有发动机(未图示)的混合动力汽车中,通过使该发动机以及电动发电机35协调动作,来产生电动车辆所需的车辆驱动力。此时,也可以使用由发动机的旋转产生的发电电力来对直流电源10a、10b进行充电。

[0108] 这样,电动车辆包括性地表示搭载有行驶用电动机的车辆,其包括通过发动机和电动机来产生车辆驱动力的混合动力汽车以及未搭载发动机的电动汽车和燃料电池车的双方。

[0109] (电力变换器的动作模式)

[0110] 电力变换器50具有在直流电源10a、10b与电力线20之间的直流电力变换的方式不同的多个动作模式。

[0111] 在图3中示出了电力变换器50所具有的多个动作模式。

[0112] 参照图3,动作模式大体分为伴随着开关元件S1~S4的周期性的通断控制而对直流电源10a和/或10b的输出电压进行升压的“升压模式(B)”和将开关元件S1~S4的通断固定而将直流电源10a和/或10b与电力线20电连接的“直接连结模式(D)”。

[0113] 升压模式包括:在直流电源10a及10b与电力线20之间进行并联的DC/DC变换的“并联升压模式(以下,PB模式)”以及在串联连接的直流电源10a及10b与电力线20之间进行DC/DC变换的“串联升压模式(以下,SB模式)”。PB模式对应于专利文献3中的“并联连接模式”,SB模式对应于专利文献3中的“串联模式”。

[0114] 并且,升压模式包括:仅使用直流电源10a而在其与电力线20之间进行DC/DC变换的“利用直流电源10a的单独模式(以下,aB模式)”以及仅使用直流电源10b而在其与电力线20之间进行DC/DC变换的“利用直流电源10b的单独模式(以下,bB模式)”。在aB模式中,仅在输出电压VH被控制成比直流电源10b的电压Vb高时,维持直流电源10b与电力线20电切断的状态而不使用直流电源10b。同样,在bB模式中,仅在输出电压VH被控制成比直流电源10a的

电压 V_a 高时,维持直流电源10a与电力线20电切断的状态而不使用直流电源10a。

[0115] 在升压模式所包含的PB模式、SB模式、aB模式以及bB模式的每一个模式中,按照电压指令值 V_H^* 来控制电力线20的输出电压 V_H 。在后面对上述各模式中的开关元件 $S_1 \sim S_4$ 的控制进行叙述。直接连结模式包括:维持将直流电源10a及10b与电力线20并联连接的状态的“并联直接连结模式(以下,PD模式)”以及维持将直流电源10a及10b与电力线20串联连接的状态的“串联直接连结模式(以下,SD模式)”。

[0116] 在PD模式中,将开关元件 S_1 、 S_2 、 S_4 固定为接通,而将开关元件 S_3 固定为断开。由此,输出电压 V_H 变为与直流电源10a、10b的输出电压 V_a 、 V_b (严格来说为 V_a 、 V_b 中较高一方的电压)相等。 V_a 、 V_b 间的电压差使直流电源10a、10b产生短路电流,因此仅在该电压差较小时,能够应用PD模式。

[0117] 在SD模式中,将开关元件 S_2 、 S_4 固定为断开,而将开关元件 S_1 、 S_3 固定为接通。由此,输出电压 V_H 变为与直流电源10a、10b的输出电压 V_a 、 V_b 之和相等($V_H = V_a + V_b$)。

[0118] 并且,直接连结模式包括:仅将直流电源10a与电力线20电连接的“直流电源10a的直接连结模式(以下,aD模式)”以及仅将直流电源10b与电力线20电连接的“直流电源10b的直接连结模式(以下,bD模式)”。

[0119] 在aD模式中,将开关元件 S_1 、 S_2 固定为接通,而将开关元件 S_3 、 S_4 固定为断开。由此,直流电源10b成为从电力线20切断的状态,输出电压 V_H 变为与直流电源10a的电压 V_a 相等($V_H = V_a$)。在aD模式中,维持直流电源10b与电力线20电切断的状态而不使用直流电源10b。此外,若在 $V_b > V_a$ 的状态下应用aD模式,则经由开关元件 S_2 而从直流电源10b向10a产生短路电流。因此,在aD模式的应用中, $V_a > V_b$ 为必要条件。

[0120] 同样,在bD模式中,将开关元件 S_1 、 S_4 固定为接通而将开关元件 S_2 、 S_3 固定为断开。由此,直流电源10a成为从电力线20切断的状态,输出电压 V_H 变为与直流电源10b的电压 V_b 相等($V_H = V_b$)。在bD模式中,维持直流电源10a与电力线20电切断的状态而不使用直流电源10a。此外,若在 $V_a > V_b$ 的状态下应用bD模式,则会经由二极管 D_2 而从直流电源10a向10b产生短路电流。因此,在bD模式的应用中, $V_b > V_a$ 为必要条件。

[0121] 在直接连结模式所包含的PD模式、SD模式、aD模式以及bD模式的每一个模式中,电力线20的输出电压 V_H 依照直流电源10a、10b的电压 V_a 、 V_b 而决定,因此无法进行直接控制。因此,在直接连结模式所包含的各模式中,存在无法将输出电压 V_H 设定为与负载30的动作相适的电压从而负载30中的功率损失增加的可能性。

[0122] 另一方面,在直接连结模式中,由于不对开关元件 $S_1 \sim S_4$ 进行通断,所以可大幅抑制电力变换器50的功率损失。因此,根据负载30的动作状态,通过应用直接连结模式,电力变换器50中的功率损失减少量比负载30的功率损失增加量多,由此存在能够抑制电源系统5整体的功率损失的可能性。

[0123] 在图3中,PB模式对应于“第一模式”,SB模式对应于“第二模式”,PD模式对应于“第三模式”。另外,aB模式以及bB模式对应于“第四模式”,aD模式以及bD模式对应于“第五模式”,SD模式对应于“第六模式”。

[0124] 图4是表示由不同种类的电源构成直流电源10a、10b的情况下的两个直流电源的特性的一例的概念图。在图4中,示出了在横轴描绘能量、在纵轴描绘功率的所谓Ragone曲线。一般来说,直流电源的输出功率以及蓄积能量存在无法同时兼顾的关系,因此在高容量

型的电池中难以得到高输出,在高输出型的电池中难以提高蓄积能量。

[0125] 因此,对于直流电源10a、10b而言,优选其一方由蓄积能量高的所谓高容量型的电源构成,与此相对,另一方由输出功率高的所谓高输出型的电源构成。这样的话,能够均衡地长时间使用蓄积在高容量型的电源中的能量,另一方面能够将高输出型的电源作为缓冲装置来使用,从而输出高容量型的电源下的不足的量。

[0126] 在图4的例子中,直流电源10a由高容量型的电源构成,而直流电源10b由高输出型的电源构成。因此,直流电源10a的动作区域110与直流电源10b的动作区域120相比,可输出的功率范围较窄。另一方面,动作区域120与动作区域110相比,可蓄积的能量范围较窄。

[0127] 在负载30的动作点101上,短时间内要求高功率。例如,在电动车辆中,动作点101对应于用户的加速器操作下的急加速时。与此相对,在负载30的动作点102上,长时间内要求比较低的功率。例如,在电动车辆中,动作点102对应于持续的高速稳定行驶。

[0128] 对于动作点101,主要能够通过来自高输出型的直流电源10b的输出来应对。另一方面,对于动作点102,主要能够通过来自高容量型的直流电源10a的输出来应对。由此,在电动车辆中,通过长时间使用蓄积于高容量型的电池的能量,能够延长利用电能的行驶距离,并能够迅速地确保与用户的加速器操作对应的加速性能。

[0129] 另外,在直流电源由电池构成的情况下,存在低温时输出特性降低的可能性、高温时为了抑制劣化的进行而限制充放电的可能性。特别是,在电动车辆中,由于搭载位置的差异,也会发生直流电源10a、10b之间产生温度差的情况。因此,在电源系统5中,根据直流电源10a、10b的动作状态(特别是温度),或者根据上述那样的负载30的要求,存在仅使用任一方的直流电源时效率较高的情况。通过设置上述那样的仅使用直流电源10a、10b的一方的模式(aB模式、bB模式、aD模式、bD模式),能够应对上述情况。

[0130] 即,在本实施方式1的电力变换器50中,根据直流电源10a、10b和/或负载30的动作状态,选择图3所示的多个动作模式中的某一动作模式。在后面对于选择动作模式的处理进行详细的说明。

[0131] (各动作模式中的电路动作)

[0132] 接下来,对各动作模式中的电力变换器50的电路动作进行说明。首先,使用图5A~图8B对在直流电源10a及10b与电力线20之间进行并联的DC/DC变换的PB模式中的电路动作进行说明。

[0133] (PB模式中的电路动作)

[0134] 如图5A~图6B所示,通过将开关元件S4或者S2接通,能够将直流电源10a及10b与电力线20并联连接。这里,在并联连接模式中,等效电路根据直流电源10a的电压 V_a 与直流电源10b的电压 V_b 的高低而不同。

[0135] 如图5A所示,当 $V_b > V_a$ 时,通过将开关元件S4接通,经由开关元件S2、S3将直流电源10a及10b并联连接。此时的等效电路如图5B所示。

[0136] 参照图5B,在直流电源10a与电力线20之间,通过开关元件S3的通断控制,能够交替地形成下臂元件的接通期间以及断开期间。同样,在直流电源10b与电力线20之间,通过对开关元件S2、S3共同进行通断控制,能够交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期间以及断开期间。此外,开关元件S1作为对来自负载30的再生进行控制的开关而动作。

[0137] 另一方面,如图6A所示,当 $V_a > V_b$ 时,通过将开关元件S2接通,经由开关元件S3、S4

将直流电源10a与10b并联连接。此时的等效电路如图6B所示。

[0138] 参照图6B,在直流电源10b与电力线20之间,通过开关元件S3的通断控制,能够交替地形成下臂元件的接通期间以及断开期间。同样,在直流电源10a与电力线20之间,通过对开关元件S3、S4共同进行通断控制,能够交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期间以及断开期间。此外,开关元件S1作为对来自负载30的再生进行控制的开关而动作。

[0139] 接下来,使用图7A~图8B对电力变换器50的PB模式下的升压动作进行详细的说明。

[0140] 在图7A、图7B中,示出了PB模式下的针对直流电源10a的DC/DC变换(升压动作)。

[0141] 参照图7A,通过将开关元件S3、S4的对接通并将开关元件S1、S2的对断开,形成用于向电抗器L1蓄积能量的电流路径350。由此,形成使升压斩波电路的下臂元件接通了的状态。

[0142] 与此相对,参照图7B,通过将开关元件S3、S4的对断开并将开关元件S1、S2的对接通,形成用于将电抗器L1的蓄积能量与直流电源10a的能量一起输出的电流路径351。由此,形成使升压斩波电路的上臂元件接通了的状态。

[0143] 通过反复交替使开关元件S3、S4的对接通而开关元件S1、S2的至少一方断开的第一期间和使开关元件S1、S2的对接通而开关元件S3、S4的至少一方断开的第二期间,交替地形成图7A的电流路径350以及图7B的电流路径351。

[0144] 其结果,相对于直流电源10a构成将开关元件S1、S2的对等效地作为上臂元件、将开关元件S3、S4的对等效地作为下臂元件的升压斩波电路。在图7A、图7B所示的DC/DC变换动作中,由于没有向直流电源10b的电流流通路径,所以直流电源10a及10b彼此不干涉。即,能够独立地控制电力相对于直流电源10a及10b的输入输出。

[0145] 在这样的DC/DC变换中,在直流电源10a的电压 V_a 与电力线20的输出电压 V_H 之间,下述(1)式所示的关系成立。在(1)式中,将开关元件S3、S4的对接通期间的占空比设为 D_a 。

[0146] $V_H = 1 / (1 - D_a) \cdot V_a \cdots (1)$

[0147] 在图8A、图8B中,示出了PB模式下的针对直流电源10b的DC/DC变换(升压动作)。

[0148] 参照图8A,通过将开关元件S2、S3的对接通并将开关元件S1、S4的对断开,形成用于向电抗器L2蓄积能量的电流路径360。由此,形成使升压斩波电路的下臂元件接通了的状态。

[0149] 与此相对,参照图8B,通过将开关元件S2、S3的对断开,并将开关元件S1、S4的对接通,形成将电抗器L2的蓄积能量与直流电源10b的能量一起输出的电流路径361。由此,形成使升压斩波电路的上臂元件接通了的状态。

[0150] 通过反复交替使开关元件S2、S3的对接通而开关元件S1、S4的至少一方断开的第一期间和使开关元件S1、S4的对接通而开关元件S2、S3的至少一方断开的第二期间,交替地形成图8A的电流路径360以及图8B的电流路径361。

[0151] 其结果,相对于直流电源10b构成将开关元件S1、S4的对等效地作为上臂元件、将开关元件S2、S3的对等效地作为下臂元件的升压斩波电路。在图8A、图8B所示的DC/DC变换动作中,由于没有包括直流电源10a的电流路径,所以直流电源10a及10b彼此不干涉。即,能够独立地控制电力相对于直流电源10a及10b的输入输出。

[0152] 在这样的DC/DC变换中,在直流电源10b的电压 V_b 与电力线20的输出电压 V_H 之间,

下述(2)式所示的关系成立。在(2)式中,将开关元件S2、S3的对接通期间的占空比设为Db。

[0153] $V_H = 1 / (1 - D_b) \cdot V_b \cdots (2)$

[0154] 另外,由图7A~图8B可知,在PB模式下,在开关元件S1~S4流动着通过直流电源10a与电力线20之间的DC/DC变换而产生的电流以及通过直流电源10b与电力线20之间的DC/DC变换而产生的电流的双方。

[0155] 因此,当通过两者的电力变换而流动的电流在各开关元件中为相反方向时,例如在同时形成图7A中的电流路径350与图8A中的电流路径360的情况下,由于两个电流路径的电流相抵消,所以开关元件S3的通过电流变小。由于这样的现象,在PB模式下,开关元件S1~S4中的损失有时能够比使用单独的直流电源来执行DC/DC变换的aB模式或者bB模式下的损失小。此外,在后面,作为变形例对用于使PB模式下的开关元件S1~S4的损失为最小的技术进行详细的说明。

[0156] 在图9中,示出了用于对PB模式下的开关元件的控制动作例进行说明的波形图。在图9中,示出了直流电源10a的PWM控制所使用的载波CWa与直流电源10b的PWM控制所使用的载波CWb为相同频率且相同相位时的例子。

[0157] 参照图9,例如,在PB模式下,如专利文献3所记载,能够以补偿输出电压VH的电压偏差 ΔV_H ($\Delta V_H = V_H^* - V_H$)的方式控制(电压控制)直流电源10a及10b的一方的输出,并能够以补偿电流Ia、Ib的电流偏差的方式控制(电流控制)直流电源10a及10b的另一方的输出。此时,电流控制的指令值(I_a^* 或者 I_b^*)可设定为控制该电源的输出功率。

[0158] 作为一例,当对直流电源10b的输出进行电压控制而对直流电源10a的输出进行电流控制时,基于电流偏差 ΔI_a ($\Delta I_a = I_a^* - I_a$)运算占空比Da,另一方面基于电压偏差 ΔV_H ($\Delta V_H = V_H^* - V_H$)运算占空比Db。

[0159] 基于用于对直流电源10a的输出进行控制的占空比Da与载波CWa的电压比较,生成控制脉冲信号SDa。同样,基于用于对直流电源10b的输出进行控制的占空比Db与载波CWb的比较,生成控制脉冲信号SDb。控制脉冲信号/SDa、/SDb是控制脉冲信号SDa、SDb的反转信号。

[0160] 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~SG4。

[0161] 开关元件S1分别在图7A~图8B的升压斩波电路中形成上臂元件。因此,由控制脉冲信号/SDa与/SDb的逻辑和生成控制开关元件S1的通断的控制信号SG1。其结果,对开关元件S1进行通断控制,以实现图7A、图7B的升压斩波电路(直流电源10a)的上臂元件以及图8A、图8B的升压斩波电路(直流电源10b)的上臂元件的双方的功能。

[0162] 开关元件S2在图7A、图7B的升压斩波电路中形成上臂元件,在图8A、图8B的升压斩波电路中形成下臂元件。因此,由控制脉冲信号/SDa与SDb的逻辑和生成控制开关元件S2的通断的控制信号SG2。由此,对开关元件S2进行通断控制,以实现图7A、图7B的升压斩波电路(直流电源10a)的上臂元件以及图8A、图8B的升压斩波电路(直流电源10b)的下臂元件的双方的功能。

[0163] 同样,由控制脉冲信号SDa与SDb的逻辑和生成开关元件S3的控制信号SG3。由此,对开关元件S3进行通断控制,以实现图7A、图7B的升压斩波电路(直流电源10a)的下臂元件以及图8A、图8B的升压斩波电路(直流电源10b)的下臂元件的双方的功能。

[0164] 另外,由控制脉冲信号SDa与/SDb的逻辑和生成开关元件S4的控制信号SG4。由此,对开关元件S4进行通断控制,以实现图7A、图7B的升压斩波电路(直流电源10a)的下臂元件以及图8A、图8B的升压斩波电路(直流电源10b)的上臂元件的双方的功能。

[0165] 在PB模式下,由于将控制信号SG2和SG4设定为互补的电平,所以对开关元件S2和S4互补地进行通断。由此,自然地切换图5A、图5B所示的 $V_b > V_a$ 时的动作与图6A、图6B所示的 $V_a > V_b$ 时的动作。并且,通过对开关元件S1、S3互补地进行通断,能够对直流电源10a、10b执行遵从占空比Da、Db的直流电力变换。

[0166] 再次参照图9,按照图10所示的逻辑运算式,基于控制脉冲信号SDa (/SDa) 和SDb (/SDb) 来生成控制信号SG1~SG4。按照控制信号SG1~SG4对开关元件S1~S4进行通断,从而控制在电抗器L1流动的电流I (L1) 以及在电抗器L2流动的电流I (L2)。电流I (L1) 相当于直流电源10a的电流Ia,电流I (L2) 相当于直流电源10b的电流Ib。

[0167] 这样,在PB模式下,能够在执行在直流电源10a、10b与电力线20之间并联地输入输出直流电力的DC/DC变换的基础上,将输出电压VH控制为电压指令值 VH^* 。并且,能够根据作为电流控制的对象的直流电源的电流指令值来控制该直流电源的输入输出功率。

[0168] 在PB模式下,从进行电压控制的直流电源输出来自进行电流控制的直流电源的输出功率相对于负载30的输入输出功率(以下,也称为负载功率PL) 不足的量。因此,能够通过电流控制中的电流指令值的设定来间接地控制直流电源间的功率分配比。其结果,在PB模式下,能够控制直流电源10a、10b整体相对于电力线20输入输出的总功率PH($PH = P_a + P_b$) 中的直流电源10a及10b的功率分配。另外,通过电流指令值的设定并利用来自一方的直流电源的输出电力,也能够进行对另一方的直流电源进行充电的动作。此外,以下,对于输出功率 P_a 、 P_b 、总功率PH以及负载功率PL而言,用正值表示各直流电源10a、10b的放电时以及负载30的动力运行动作时的功率值,用负值表示各直流电源10a、10b的充电时以及负载30的再生动作时的功率值。

[0169] (aB模式和bB模式下的电路动作)

[0170] 仅使用直流电源10a、10b的一方的升压模式(aB模式、bB模式) 下的电路动作与图7A~图8B中的电路动作相同。

[0171] 在aB模式下,通过图7A、图7B所示的开关动作,不使用直流电源10b而在直流电源10a与电力线20(负载30) 之间执行双向的DC/DC变换。因此,在aB模式下,按照基于用于控制直流电源10a的输出的占空比Da而生成的控制脉冲信号SDa,控制开关元件S1~S4。

[0172] 具体而言,按照控制脉冲信号SDa,对构成图7A、图7B所示的升压斩波电路的下臂元件的开关元件S3及S4共同进行通断控制。同样,按照控制脉冲信号/SDa,对构成升压斩波电路的上臂元件的开关元件S1及S2共同进行通断控制。

[0173] 同样,在bB模式下,通过图8A、图8B所示的开关动作,不使用直流电源10a而在直流电源10b与电力线20(负载30) 之间执行双向的DC/DC变换。因此,在bB模式下,按照基于用于控制直流电源10b的输出的占空比Db而生成的控制脉冲信号SDb,控制开关元件S1~S4。

[0174] 具体而言,按照控制脉冲信号SDb,对构成图8A、图8B所示的升压斩波电路的下臂元件的开关元件S2及S3共同进行通断控制。同样,按照控制脉冲信号/SDb,对构成升压斩波电路的上臂元件的开关元件S1及S4共同进行通断控制。

[0175] (直接连结模式下的电路动作)

[0176] 在直接连结模式下,可知通过按照图3来固定开关元件S1~S4的通断,可实现PD模式、SD模式、aD模式以及bD模式中的任一个。

[0177] (SB模式下的电路动作)

[0178] 接下来,使用图11A~图12B对SB模式下的电路动作进行说明。

[0179] 如图11A所示,通过将开关元件S3固定为接通,能够将直流电源10a及10b与电力线20串联连接。此时的等效电路如图11B所示。

[0180] 参照图11B,在SB模式下,在串联连接的直流电源10a及10b与电力线20之间,对开关元件S2、S4共同进行通断控制,从而能够交替地形成升压斩波电路的下臂元件的接通期间以及断开期间。此外,开关元件S1在开关元件S2、S4的断开期间接通,从而作为对来自负载30的再生进行控制的开关而动作。另外,通过被固定为接通的开关元件S3,等效地形成将电抗器L1与开关元件S4连接的布线15。

[0181] 接下来,使用图12A、图12B对SB模式下的DC/DC变换(升压动作)进行说明。

[0182] 参照图12A,为了将直流电源10a及10b串联连接而将开关元件S3固定为接通,另一方面将开关元件S2、S4的对接通并将开关元件S1断开。由此,形成用于向电抗器L1、L2蓄积能量的电流路径370、371。其结果,相对于串联连接的直流电源10a、10b,形成将升压斩波电路的下臂元件接通了的状态。

[0183] 与此相对,参照图12B,在保持着将开关元件S3固定为接通的状态下,与图12A相反地,将开关元件S2、S4的对断开并将开关元件S1接通。由此,形成电流路径372。利用电流路径372,将来自串联连接的直流电源10a、10b的能量与蓄积于电抗器L1、L2的能量之和向电力线20输出。其结果,相对于串联连接的直流电源10a、10b,形成将升压斩波电路的上臂元件接通了的状态。

[0184] 在将开关元件S3固定为接通的情况下,通过交替地反复实现使开关元件S2、S4的对接通而开关元件S1断开的第一期间与使开关元件S1接通而开关元件S2、S4断开的第二期间,交替地形成图12A的电流路径370、371以及图12B的电流路径372。

[0185] 在SB模式的DC/DC变换中,在直流电源10a的电压 V_a 、直流电源10b的电压 V_b 以及电力线20的输出电压 V_H 之间,下述(3)式所示的关系成立。在(3)式中,将开关元件S2、S4的对接通的第一期间的占空比设为 D_c 。

[0186]
$$V_H = 1 / (1 - D_c) \cdot (V_a + V_b) \cdots (3)$$

[0187] 但是,在 V_a 与 V_b 不同之时、或电抗器L1、L2的电感不同之时,图12A的动作结束时的电抗器L1、L2的电流值各自不同。因此,在刚向图12B的动作转移之后,当电抗器L1的电流这一方较大时,差量电流经由电流路径373而流动。另一方面,当电抗器L2的电流这一方较大时,差量电流经由电流路径374而流动。

[0188] 在图13中,示出了用于对SB模式下的开关元件的控制动作例进行说明的波形图。

[0189] 在SB模式下,如专利文献3所记载的那样,以补偿输出电压 V_H 的电压偏差 ΔV_H ($\Delta V_H = V_H^* - V_H$)的方式,运算(3)式的占空比 D_c 。然后,基于载波 CW 与占空比 D_c 的电压比较,生成控制脉冲信号 SD_c 。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,通过图10所示的升压斩波电路来执行直流电压 $(V_a + V_b)$ 与输出电压 V_H 之间的DC/DC变换。

[0190] 如图14所示,可基于控制脉冲信号 SD_c ($/SD_c$)的逻辑运算来设定控制信号 $SG1 \sim SG4$ 。

[0191] 控制脉冲信号SDc形成为构成升压斩波电路的下臂元件的开关元件S2、S4的对的控制信号SG2、SG4。同样,通过控制脉冲信号/SDc得到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。其结果,互补地设置构成下臂元件的开关元件S2、S4的对接通的期间以及构成上臂元件的开关元件S1接通的期间。

[0192] 在SB模式下,在将直流电源10a及10b串联连接的状态下,在电力线20(负载30)之间执行双向的DC/DC变换。因此,无法直接控制直流电源10a的输出功率Pa和直流电源10b的输出功率Pb。即,通过电压Va、Vb之比,按照下述(4)式自动地决定直流电源10a、10b的输出功率Pa、Pb之比。

[0193] $P_a:P_b=V_a:V_b\cdots(4)$

[0194] 此外,与PB模式相同之处在于,利用来自直流电源10a、10b的输出功率之和(P_a+P_b)进行相对于负载30的输入输出的供给。

[0195] (控制模式的选择处理)

[0196] 接下来对本实施方式1的电力变换器控制中的控制模式的选择处理进行详细的说明。

[0197] 在图15中,示出了图3所示的各动作模式下的直流电源10a、10b间的功率分配比(k)的控制可否以及输出电压VH的可设定范围。

[0198] 参照图15,在PB模式下,能够通过作为电流控制对象的直流电源中的电流指令值的设定来控制直流电源10a、10b间的功率分配比k。此外,以直流电源10a的输出功率Pa相对于总功率PH($PH=P_a+P_b$)的比来定义功率分配比k($k=P_a/PH$)。即,在PB模式下,在0~1.0的范围内,能够将功率分配比k设定为任意的值。此外,在PB模式下,能够在从电压Va及Vb的最大值即 $\max(V_a,V_b)$ 到输出电压VH的控制上限值即上限电压VHmax的范围内控制输出电压VH($\max(V_a,V_b)\leq V_H\leq V_{Hmax}$)。此外,对于 $\max(V_a,V_b)$,当 $V_a>V_b$ 时 $\max(V_a,V_b)=V_a$,当 $V_b>V_a$ 时 $\max(V_a,V_b)=V_b$ 。另外,上限电压VHmax是考虑到部件的耐压等而设定的上限值。

[0199] 在SB模式下,功率分配比k如(4)式所示地由电压Va、Vb自动地决定,因此无法独立地控制各直流电源10a、10b的输出功率Pa、Pb。另外,无法将输出电压VH设定为比 (V_a+V_b) 低。在SB模式下,能够在从 (V_a+V_b) 到上限电压VHmax的范围内控制输出电压VH($V_a+V_b<V_H\leq V_{Hmax}$)。

[0200] 在aB模式下,由于仅使用直流电源10a,所以功率分配比k被固定于 $k=1.0$ 。而且,通过基于式(1)的占空比Da来控制图8A、图8B所示的升压斩波电路,能够在从 $\max(V_a,V_b)$ 到上限电压VHmax的范围内控制输出电压VH($\max(V_a,V_b)<V_H\leq V_{Hmax}$)。

[0201] 在bB模式中,由于仅使用直流电源10b,所以功率分配比k被固定为 $k=0$ 。而且,通过基于式(2)的占空比Db来控制图8A、图8B所示的升压斩波电路,能够在从 $\max(V_a,V_b)$ 到VHmax的范围内控制输出电压VH($\max(V_a,V_b)<V_H\leq V_{Hmax}$)。

[0202] 在PD模式下,将直流电源10a及10b以两者并联的方式连接于电力线20。因此,由于依据直流电源10a及10b的内部电阻而唯一决定功率分配比k,所以无法独立地控制各直流电源10a、10b的输出功率Pa、Pb。具体而言,当使用直流电源10a的内部电阻值Ra及直流电源10b的内部电阻值Rb时, $k=R_b/(R_a+R_b)$ 。另外,由于被固定为 $V_H=V_a$ ($V_H=V_b$),所以无法根据电压指令值 V_H^* 来控制输出电压VH。此外,如上述那样,仅在电压Va及Vb的电压差较小时,能够应用PD模式。

[0203] 在SD模式下,将直流电源10a及10b以两者串联的方式电连接于电力线20。因此,输出电压被固定为 $V_H = V_a + V_b$ 。即,无法根据电压指令值 V_H^* 来控制输出电压 V_H 。另外,与SB模式同样,由于按照电压 V_a 及 V_b 自动地决定功率分配比 k ,因此无法任意地进行控制。

[0204] 在应用aD模式时,由于如上述那样以 $V_a > V_b$ 为条件,所以将直流电源10b从电力线20切断而将直流电源10a与电力线20连接。因此,输出电压 V_H 被固定为 $V_H = V_a$ 。另外,由于仅从直流电源10a执行电力供给,所以功率分配比 k 被固定为 $k = 1.0$ 。

[0205] 同样,在应用bD模式时,由于如上述那样以 $V_b > V_a$ 为条件,所以将直流电源10a从电力线20切断而将直流电源10b与电力线20连接。因此,输出电压 V_H 被固定为 $V_H = V_b$ 。另外,由于仅从直流电源10b执行电力供给,所以功率分配比 k 被固定为 $k = 0$ 。

[0206] 由图15可知,在各动作模式下,电力变换器50能够输出的输出电压 V_H 的范围不同。另外,在PB模式下,能够控制直流电源10a、10b之间的功率分配,而在其他的SB模式、SD模式、aB模式、bB模式、aD模式、bD模式以及PD模式下,无法任意地控制直流电源10a、10b之间的功率分配。

[0207] 这里,需要根据负载30的动作状态而将向负载30供给的输出电压 V_H 设定为恒定电压以上。如图2所例示,在负载30构成为包括电动发电机35的情况下,需要使相当于变换器32的直流链路侧电压的输出电压 V_H 为电动发电机35的线圈绕组(未图示)所产生的感应电压以上。

[0208] 另外,电动发电机35所能够输出的转矩范围根据输出电压 V_H 而变化。具体而言,若使输出电压 V_H 升高则能够输出的转矩也变大。因此,例如,输出电压 V_H 需要处于能够由电动发电机35输出与通过电动车辆的行驶控制而设定的转矩指令值相当的转矩的电压范围内。

[0209] 从上述观点考虑,可以根据负载30的动作状态(在图2的结构例中为电动发电机35的转矩以及转速)来预先设定与用于使负载30动作的输出电压 V_H 的最小值相当的负载最低电压 V_{Hmin} 。因此,能够根据负载最低电压 V_{Hmin} 来设定负载要求电压 V_{Hrq} 。

[0210] 并且,在电动发电机35的转矩控制中,输出同一转矩时的电流相位根据变换器32的直流链路电压(输出电压 V_H)而变化。另外,输出转矩相对于电动发电机35中的电流振幅的比即马达效率根据电流相位而变化。因此,若设定电动发电机35的转矩指令值,则能够根据该转矩指令值来设定电动发电机35中的效率为最大即电动发电机35中的功率损失为最小的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 。在本实施方式中,优选进一步考虑负载30中的效率来设定负载要求电压 V_{Hrq} 。

[0211] 考虑到上述要素,根据负载30的动作状态(例如,转矩以及转速)来设定与输出电压 V_H 相关的负载要求电压 V_{Hrq} 。如上所述,考虑到电动发电机35的感应电压,为了进行负载30的控制,至少需要处于 $V_H \geq V_{Hrq}$ 的范围。并且,若 $V_H = V_{Hrq}$,则能够抑制负载30中的损失。此外,作为负载30的动作状态,也可以使用搭载有电动发电机35的电动车辆的动作状态(车速、加速器开度等)来设定负载要求电压 V_{Hrq} 。

[0212] 因此可知,依据根据负载30的动作状态设定的负载要求电压 V_{Hrq} 的范围,能够实现 $V_H \geq V_{Hrq}$,即可应用的动作模式不同。

[0213] 图16中示出了负载要求电压 V_{Hrq} 的电压范围 $VR1 \sim VR3$ 的定义。图17中示出了用于对各电压范围内的动作模式的选择进行说明的图表。

[0214] 参照图16,负载要求电压 V_{Hrq} 被设定为电压范围 $VR1$ ($V_{Hrq} \leq \max(V_a, V_b)$)、 $VR2$ ($\max$

(V_a, V_b) $< V_{Hrq} \leq V_a + V_b$) 以及 VR3 ($V_a + V_b < V_{Hrq} \leq V_{Hmax}$) 中的任一个。

[0215] 参照图17, 由于电力变换器50无法输出比 $\max(V_a, V_b)$ 低的电压, 所以当负载要求电压 V_{Hrq} 在电压范围VR1内时, 无法使输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致。因此, 当在电压范围VR1内时, 为了在 $V_H \geq V_{Hrq}$ 的范围内尽量使 V_H 接近 V_{Hrq} , 选择aD模式、bD模式以及PD模式作为“可应用的动作模式组”。

[0216] 此外, 如上所述, 根据电压 V_a, V_b 的关系, 可应用的动作模式也不同。即, 当 $V_a > V_b$ 时, 仅能够应用aD模式而无法应用bD模式和PD模式。同样, 当 $V_b > V_a$ 时, 仅能够应用bD模式而无法应用aD模式和PD模式。与此相对, 在 V_a 与 V_b 的电压差较小而可视为 $V_a = V_b$ 的情况下, 能够应用aD模式、bD模式以及PD模式。

[0217] 在属于升压模式的aB模式、bB模式以及PB模式下, 只要输出电压 V_H 在 $\max(V_a, V_b) \sim V_{Hmax}$ 的范围内, 就能够按照电压指令值 V_H^* 来进行控制。另一方面, 在SB模式下, 无法将输出电压 V_H 控制为比 $(V_a + V_b)$ 低。即, 只要输出电压 V_H 在 $(V_a + V_b) \sim V_{Hmax}$ 的范围内, 就能够按照电压指令值 V_H^* 来进行控制。

[0218] 在电压范围VR2内, 对照上述各动作模式下的输出电压 V_H 的可控制范围, 选择aB模式、bB模式以及PB模式作为可应用的动作模式组。在应用上述动作模式时, 通过形成 $V_H^* = V_{Hrq}$, 能够使输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致。另一方面, 无法应用aD模式、bD模式以及PD模式。

[0219] 并且, 由于SD模式满足 $V_H \geq V_{Hrq}$ 的条件, 所以能够在电压范围VR2内加以应用。在SD模式下, 虽然无法使输出电压 V_H ($V_H = V_a + V_b$) 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致, 但能够大幅抑制电力变换器50中的损失。因此, 存在比应用aB模式、bB模式以及PB模式时更能抑制电源系统5整体的损失的可能性。因此, SD模式也能够包含于电压范围VR2内的可应用的动作模式组。反言之, 在SB模式下, 由于输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 之差以及电力变换器50中的损失比SD模式大, 所以SB模式排除在电压范围VR2内的可应用的动作模式组之外。

[0220] 在电压范围VR3内, 对照上述各动作模式中的输出电压 V_H 的可控制范围, 选择PB模式、SB模式、aB模式、bB模式以及PB模式作为可应用的动作模式组。在应用上述动作模式时, 通过形成 $V_H^* = V_{Hrq}$, 能够使输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致。另一方面, 无法应用各直接连结模式 (aD模式、bD模式、PD模式以及SB模式)。

[0221] 图18是表示本发明的实施方式1的电源系统的电力变换器50中的用于选择动作模式的控制结构的功能框图。

[0222] 此外, 以图18为代表的以下的各功能框图所记载的各块的功能是通过软件处理和/或硬件处理来实现的, 其中, 通过由控制装置40执行预定的程序来实现上述软件处理, 通过由控制装置40使专门电子电路动作来实现上述硬件处理。

[0223] 参照图18, 用于控制电力变换器50中的动作模式选择的动作模式控制部150包括动作模式选择部160和动作模式修正部170。

[0224] 动作模式选择部160基于根据负载的30的动作状态求出的负载要求电压 V_{Hrq} 以及直流电源10a、10b的动作状态 (电源状态), 选择用于使电源系统5整体的损失最小的动作模式 (以下, “效率优先模式”), 生成遵从该选择结果的模式选择信号MD1。即, 模式选择信号MD1是表示将图15所示的8个模式中的哪一个选择为“效率优先模式”的信号。电源状态例如包括电压 V_a, V_b 、电流 I_a, I_b 、温度 T_a, T_b 等。另外, 可以根据总功率 P_H 和功率分配比 k 求出直

流电源10a、10b的输出功率 P_a 、 P_b 。这样,效率优先模式对应于“第一动作模式”。

[0225] 此外,可以按照根据电力线20的输出电压 V_H 与电压指令值 V_H^* 的电压差决定的用于升压/降压的功率来计算总功率 P_H 。或者,也可以进一步加上由负载30消耗的负载功率 P_L 来计算总功率 P_H 。在图2的结构例中,可以基于电动发电机35的动作状态(转速以及转矩)来推定负载功率 P_L 。此外,在负载30的发电时(电动发电机35的再生时)表示为 $P_L < 0$ 。

[0226] 动作模式修正部170基于来自动作模式选择部160的模式选择信号 $MD1$ 、直流电源10a、10b的动作状态以及限制值,生成表示最终的动作模式的选择结果的模式选择指示信号 MD^* 。模式选择指示信号 MD^* 是表示将图15所示的8个模式中的哪一个选择作为最终的动作的信号。电力变换器50应用遵从模式选择指示信号 MD^* 的动作模式,从而在直流电源10a和/或10b与电力线20之间执行DC/DC变换。

[0227] 直流电源10a、10b的制约值(电源制约值)包括:直流电源10a的功率上限值 P_{amax} 和功率下限值 P_{amin} 、直流电源10b的功率上限值 P_{bmax} 和功率下限值 P_{bmin} 、以及直流电源10a、10b的表示SOC上限值的 SOC_{max} 和表示SOC下限值的 SOC_{min} 。以下, SOC_{max} 和 SOC_{min} 是在直流电源10a、10b中共通的值,但也可以对每个直流电源中分别设定SOC上下限值。各功率上限值表示放电功率的上限值,被设定为0或者正。在设定为功率上限值=0时,意味着禁止从直流电源放电。同样,各功率下限值表示充电功率的上限值,其被设定为0或者负。在设定为功率下限值=0时,意味着禁止对直流电源充电。

[0228] 例如,基于直流电源10a的SOC(State of Charge:充电状态)和/或温度 T_a 等,设定功率上限值 P_{amax} 和功率下限值 P_{amin} 。另外,对于直流电源10b也可以同样地设定功率上限值 P_{bmax} 和功率下限值 P_{bmin} 。

[0229] 并且,可以设定直流电源10a、10b整体的功率上限值 PH_{max} 和功率下限值 PH_{min} 。例如,可以形成为 $PH_{max} = P_{amax} + P_{bmax}$, $PH_{min} = P_{amin} + P_{bmin}$ 。另外,对于负载功率 P_L ,也需要将其限制在 $PH_{max} \sim PH_{min}$ 的范围内。即,以将负载功率 P_L 限制在 $PH_{min} \leq P_L \leq PH_{max}$ 的范围内的方式,生成用于使负载30进行再生动作或者动力运行动作的动作指令值。例如,在图2的结构例中,由转矩与旋转速度的积来决定电动发电机35的负载功率 P_L ,因此根据需要而限制转矩指令值。

[0230] 在直流电源10a、10b的至少一方之中,当SOC和/或输出功率达到电源制约值时,动作模式修正部170取消基于模式选择信号 $MD1$ 的动作模式(效率优先模式)的选择,并选择能够控制直流电源10a、10b间的功率分配的动作模式(PB模式),以这样的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。即, $MD^* \neq MD1$ 。

[0231] 另一方面,在直流电源10a、10b的双方中,当SOC和输出功率均未达到电源制约值时,动作模式修正部170维持基于模式选择信号 $MD1$ 的动作模式(效率优先模式)的选择并生成模式选择指示信号 MD^* 。即, $MD^* = MD1$ 。由动作模式修正部170所选择的代替效率优先模式的动作模式对应于“第二动作模式”。

[0232] 接下来,对电压范围 $VR1 \sim VR3$ 内的各自的效率优先模式的选择进行说明。

[0233] 在图19中,示出了用于对电压范围 $VR2$ 内的动作模式选择部160的功能进行说明的功能框图。

[0234] 参照图19,动作模式选择部160包括:负载损失推定部161、165、转换器损失推定部162~164、166、内部电阻推定部171a、171b、电源损失推定部172~174、176以及损失比较部

168。

[0235] V_{Hrq}设定部190根据负载30的动作状态来设定负载要求电压V_{Hrq}。如图2的结构例所示,在负载30包括电动发电机35的情况下,基于电动发电机35的转速以及转矩,可决定负载要求电压V_{Hrq}。如上所述,在电源系统5中,需要将输出电压V_H控制为负载要求电压V_{Hrq}以上。V_{Hrq}设定部190对应于“要求电压设定部”。

[0236] 如图17所示,在电压范围VR2内,aB模式、bB模式、PB模式以及SD模式包含在可应用的动作模式组中。动作模式选择部160从这些动作模式组中选择效率优先模式。在这些动作模式组中的aB模式、bB模式以及PB模式中,通过设定为 $V_H^* = V_{Hrq}$,能够将输出电压V_H控制为负载要求电压V_{Hrq}。另一方面,在SD模式中,输出电压V_H成为比负载要求电压V_{Hrq}高的(V_a+V_b)。

[0237] 转换器损失推定部162推定应用aB模式时的电力变换器50中的转换器损失P_{1cv}。转换器损失推定部163推定应用bB模式时的电力变换器50中的转换器损失P_{1cv}。

[0238] 转换器损失推定部162按照作为直流电源10a的电压V_a、负载要求电压V_{Hrq} (在aB模式中V_{Hrq}=V_H) 以及总功率P_H (在aB模式中P_H=P_a) 的函数而预先设定的映射或者运算式,计算aB模式中的转换器损失P_{1cv}的推定值。

[0239] 同样,转换器损失推定部163按照作为直流电源10b的电压V_b、负载要求电压V_{Hrq} (在bB模式中V_{Hrq}=V_H) 以及总功率P_H (在bB模式中P_H=P_b) 的函数而预先设定的映射或者运算式,计算bB模式中的转换器损失P_{1cv}的推定值。

[0240] 转换器损失推定部164推定应用PB模式时的电力变换器50中的转换器损失P_{1cv}。可以按照作为负载要求电压V_{Hrq} (在PB模式中V_{Hrq}=V_H)、直流电源10a、10b的电压V_a、V_b以及输出功率P_a、P_b的函数而预先设定的映射或者运算式,来计算PB模式中的转换器损失P_{1cv}的推定值。此外,可以根据总功率P_H和功率分配比k求出输出功率P_a、P_b。例如,可以基于直流电源10a、10b的状态(例如,SOC的平衡或上下限功率的平衡)、或者输出功率电平(P_H)等,通过参照预先制作的映射等来决定此时的功率分配比k。

[0241] 转换器损失推定部166推定应用SD模式时的电力变换器50中的转换器损失P_{1cv}。在SD模式下,由于不产生开关元件的通断损失,所以转换器损失P_{1cv}与电力变换器50的通过电流成比例。因此,转换器损失推定部166可以按照作为总功率P_H (P_H=P_a+P_b) 与相当于输出电压V_H的电压(V_a+V_b) 的函数而预先设定的映射或者运算式来计算。此外,可以基于实验结果或者模拟结果等来预先求出负载损失推定部161、165以及转换器损失推定部162~164各自所使用的映射或者运算式。

[0242] 图20是用于对转换器损失的动作模式间的比较进行说明的概略图。在图20中,对图19的结构所推定的电压范围VR2内的转换器损失进行比较。

[0243] 在图20中,横轴表示总功率P_H,纵轴表示转换器损失P_{1cv}。在图20的例子中,PB模式中的功率分配比k=0.5 (P_a=P_b),各动作模式间的V_a、V_b (V_a=V_b) 以及V_{Hrq}成为预定的恒定值。另外,在V_a+V_b>V_{Hrq}>V_a (V_b) 的前提下,进行动作模式间的比较。即,SD模式下的输出电压V_H (V_H=V_a+V_b) 比aB模式、bB模式以及PB模式下的输出电压V_H (V_H=V_{Hrq}) 高。即,在图20中,aB模式和bB模式的转换器损失P_{1cv}相等。

[0244] 参照图20,转换器损失P_{1cv}与总功率P_H的增加相应地增加,但它们的特性在动作模式间不同。由特性线111~113分别表示相对于总功率P_H的变化的、SD模式、PB模式以及aB

或者bB模式中的转换器损失 P_{1cv} 的变化。

[0245] 根据特性线111~113的比较,在不产生开关元件的通断损失的SD模式下,与其他的动作模式相比,可抑制转换器损失 P_{1cv} 。反之,在PB模式和aB/bB模式下,因开关元件S1~S4的通断而使得功率损失增加。

[0246] 在PB模式与aB/bB模式之间,转换器损失 P_{1cv} 的大小根据总功率PH的电平而变化。除低负载区域(图20中的 $PH < P_t$ 的区域)外,由于亦在图7A~图8B中说明的直流电源10a、10b各自的DC/DC变换中的电流彼此相抵消的效果,与aB/bB模式相比,PB模式这一方的转换器损失 P_{1cv} 存在变小的趋势。另一方面,在PB模式下,在电抗器L1、L2的双方均产生铁损,而在aB/bB模式中,仅在电抗器L1、L2的一方产生铁损。因此,在低负载区域中,电抗器的铁损对于总功率PH的影响变大,从而与PB模式相比,aB/bB模式这一方的转换器损失 P_{1cv} 存在变小的趋势。

[0247] 这样,基于直流电源10a、10b的电压 V_a 、 V_b 、输出电压 V_H (V_{Hrq})以及总功率PH,能够推定各动作模式下的转换器损失 P_{1cv} 。

[0248] 再次参照图19,负载损失推定部161推定选择了aB模式、bB模式以及PB模式时的负载损失 P_{1ld} 。在这些动作模式下,通过设定 $V_H^* = V_{Hrq}$,能够将输出电压 V_H 控制为负载要求电压 V_{Hrq} 。因此,在负载损失推定部161中,按照作为包括负载要求电压 V_{Hrq} 的负载30的动作状态的函数而预先设定的映射或者运算式,计算 $V_H = V_{Hrq}$ 时的负载损失 P_{1ld} 的推定值。

[0249] 负载损失推定部165推定选择了SD模式时的负载损失 P_{1ld} 。在SD模式下,输出电压 V_H 成为比负载要求电压 V_{Hrq} 高的($V_a + V_b$)。因此,在负载损失推定部165中,按照作为负载30的动作状态与电压($V_a + V_b$)的函数而预先设定的映射或者运算式,计算 $V_H = V_a + V_b$ 时的负载损失 P_{1ld} 的推定值。

[0250] 图21是用于在动作模式间对转换器损失与负载损失之和进行比较的概略图。在图21中,在动作模式间对电压范围VR2内的图20上的 $PH = P_x$ 时的总体损失 P_{t1} 进行比较。

[0251] 在电压范围VR2内,由于 $V_a + V_b > V_{Hrq}$,所以在应用SD模式时,与应用aB/bB模式、PB模式时相比,负载30中的损失增加。电压($V_a + V_b$)与负载要求电压 V_{Hrq} 的电压差越大,则SD模式下的负载损失 P_{1ld} 的增加量 ΔP_{1ld} 越大。

[0252] 另一方面,如图20所示,转换器损失 P_{1cv} 在SD模式中最小。因此,若转换器损失 P_{1cv} 的减少量超过应用SD模式所带来的负载损失的增加量 ΔP_{1ld} ,则转换器损失 P_{1cv} 与负载损失 P_{1ld} 之和在SD模式下为最小。其结果,在图21的例子中,SD模式最有希望成为效率优先模式。

[0253] 因负载30以及直流电源10a、10b的动作状态变化,转换器损失 P_{1cv} 以及负载损失 P_{1ld} 会变化,由此可知上述损失之和最小的效率动作模式也变化。因此,为了恰当地选择效率优先模式,如图19所示,优选根据当前的动作状态而按每个动作模式来推定转换器损失 P_{1cv} 和负载损失 P_{1ld} 。另外,即使总功率PH相同,在直流电源10a、10b的内部由内部电阻产生的损失(电源损失)也会根据动作模式选择而变化。特别是在PB模式中,基于电流 I_a 、 I_b 的分散效果,能够期待电源损失降低。因此,优选也根据当前的动作状态而按每个动作模式来推定电源损失 P_{1ps} 。

[0254] 再次参照图19,内部电阻推定部171a根据表示直流电源10a的状态的温度 T_a 和SOCa来推定直流电源10a的内部电阻值 R_a 。同样,内部电阻推定部171b根据表示直流电源

10b的状态的温度 T_b 和SOC b 来推定直流电源10b的内部电阻值 R_b 。例如,通过预先制作通过实机实验等求出的反映了温度及SOC与内部电阻值的特性关系的映射,能够实现内部电阻推定部171a、171b的功能。

[0255] 电源损失推定部176推定应用SD模式时的电源损失 P_{1ps} 。可以按照作为推定出的内部电阻值 R_a 、 R_b (R_a+R_b)、总功率 P_H 以及电压 (V_a+V_b) 的函数而预先设定的映射或者运算式,来计算SD模式下的电源损失 P_{1ps} 的推定值。电源损失推定部172推定应用aB模式时的电源损失 P_{1ps} 。可以按照作为推定出的内部电阻值 R_a 和输出功率 P_a ($P_a=P_H \cdot k$) 的函数而预先设定的映射或者运算式,来计算aB模式中的电源损失 P_{1ps} 的推定值。同样,电源损失推定部173推定应用bB模式时的电源损失 P_{1ps} 。可以按照作为推定出的内部电阻值 R_b 和输出功率 P_b ($P_b=P_H \cdot (1-k)$) 的函数而预先设定的映射或者运算式,来计算bB模式下的电源损失 P_{1ps} 的推定值。另外,电源损失推定部174推定应用PB模式时的电源损失 P_{1ps} 。可以按照作为推定出的内部电阻值 R_a 、 R_b 以及根据 P_H 和 k 计算出的输出功率 P_a 、 P_b 的函数而预先设定的映射或者运算式,来计算PB模式下的电源损失 P_{1ps} 的推定值。

[0256] 根据由负载损失推定部161推定出的负载损失 P_{1ld} 、由转换器损失推定部162计算出的转换器损失 P_{1cv} 以及由电源损失推定部172计算出的电源损失 P_{1ps} 之和,推定aB模式选择时的总体损失 P_{t1} 。同样,根据由负载损失推定部161计算出的负载损失 P_{1ld} 、由转换器损失推定部163推定出的转换器损失 P_{1cv} 以及由电源损失推定部173计算出的电源损失 P_{1ps} 之和,推定bB模式选择时的总体损失 P_{t1} 。

[0257] 另外,根据由负载损失推定部161推定出的负载损失 P_{1ld} 、由转换器损失推定部164推定出的转换器损失 P_{1cv} 以及由电源损失推定部174计算出的电源损失 P_{1ps} 之和,计算PB模式选择时的总体损失 P_{t1} 。并且,根据由负载损失推定部165推定出的负载损失 P_{1ld} 、由转换器损失推定部166推定出的转换器损失 P_{1cv} 以及由电源损失推定部176计算出的电源损失 P_{1ps} 之和,计算SD模式选择时的总体损失 P_{t1} 。

[0258] 损失比较部168通过如上所述推定出的aB模式、bB模式、PB模式以及SD模式各自的总体损失 P_{t1} 的比较,将总体损失 P_{t1} 最小的动作模式选择作为效率优先模式。并且,损失比较部168生成用于表示效率优先模式的模式选择信号MD1。

[0259] 再次参照图17,在电压范围VR2内,动作模式选择部160按照图19所示的结构下的总体损失的评价,选择效率优先模式。

[0260] 在电压范围VR1内,动作模式控制部150从可应用的动作模式组所包含的aD模式、bD模式以及PD模式之中选择动作模式。但是,如上所述,在直流电源10a、10b之间的电压差较大的情况下,自动地选择aD模式 ($V_a > V_b$ 时) 或者bD模式 ($V_b > V_a$ 时) 作为动作模式。此时,没有选择效率优先模式的余地,而是由模式选择指示信号MD*来指定aD模式或者bD模式。

[0261] 在直流电源10a、10b之间的电压差比预定小时 ($V_a = V_b$ 时),动作模式选择部160从可应用的动作模式组所包含的aD模式、bD模式以及PD模式之中选择效率优先模式。基本上,在通过直接连结模式而从直流电源10a、10b供给同一总功率 P_H 的情况下,由于电流分散的效果,转换器损失 P_{1cv} 在PD模式中最小。因此,在电压范围VR1内,当 $V_a = V_b$ 时,将PD模式选择为效率优先模式。

[0262] 在电压范围VR3内,由于 $V_{Hrq} > V_a + V_b$,所以通过应用SB模式,能够在形成 $V_H = V_{Hrq}$ 的基础上,抑制相对于同一负载功率的电流。因此,基本上,能够从可应用的动作模式组所

包含的PB模式、SB模式、aB模式以及bB模式之中将SB模式选择为效率优先模式。

[0263] 另一方面,在应用PB模式时,因电流 I_a 、 I_b 的分散效果使其超过SB模式下的电流减少效果,从而存在抑制电源损失 P_{lps} 的可能性。因此,即使在电压范围VR3内,也优选根据当前的动作状态而按每个动作模式来推定总体损失 P_{t1} 。此外,在电压范围VR3中,不论在可应用的动作模式组所包含的PB模式、SB模式、aB模式以及bB模式中的哪一个,通过设定为 $VH^* = V_{Hrq}$,都能够将输出电压 VH 控制为负载要求电压 V_{Hrq} 。因此,在电压VR3内,能够将转换器损失 P_{lcv} 与电源损失 P_{lps} 之和作为总体损失 P_{t1} 而在动作模式间进行比较。

[0264] 在图50中,示出了用于对电压范围VR3内的动作模式选择部160的功能进行说明的功能框图。

[0265] 参照图50,动作模式选择部160包括:转换器损失推定部162~164、167、内部电阻推定部171a、171b、电源损失推定部172~174、177以及损失比较部168。

[0266] 通过与图19同样的转换器损失推定部162~164,按照预先设定的映射或者运算式,基于当前的动作状态来推定应用aB模式、bB模式或PB模式时的转换器损失 P_{lcv} 。转换器损失推定部167按照作为电压 $V_a + V_b$ 、负载要求电压 V_{Hrq} 以及总功率 P_H 的函数而预先设定的映射或者运算式,计算SB模式中的转换器损失 P_{lcv} 的推定值。

[0267] 通过与图19同样的电源损失推定部172~174,按照预先设定的映射或者运算式,基于当前的动作状态来推定应用aB模式、bB模式或PB模式时的电源损失 P_{lps} 。电源损失推定部177按照作为推定出的内部电阻值 R_a 、 R_b ($R_a + R_b$)、电压 $V_a + V_b$ 以及总功率 P_H 的函数而预先设定的映射或者运算式,计算SB模式中的转换器损失 P_{lcv} 的推定值。

[0268] 其结果,根据由转换器损失推定部162计算出的转换器损失 P_{lcv} 与由电源损失推定部172计算出的电源损失 P_{lps} 之和,推定选择了aB模式时的总体损失 P_{t1} 。同样,根据由转换器损失推定部163推定出的转换器损失 P_{lcv} 与由电源损失推定部173计算出的电源损失 P_{lps} 之和,推定选择了bB模式时的总体损失 P_{t1} 。另外,根据由转换器损失推定部164推定出的转换器损失 P_{lcv} 与由电源损失推定部174计算出的电源损失 P_{lps} 之和,计算选择了PB模式时的总体损失 P_{t1} 。并且,根据由转换器损失推定部167推定出的转换器损失 P_{lcv} 与由电源损失推定部177计算出的电源损失 P_{lps} 之和,计算选择了SB模式时的总体损失 P_{t1} 。

[0269] 损失比较部168通过如上所述推定出的aB模式、bB模式、PB模式以及SB模式各自的总体损失 P_{t1} 的比较,选择总体损失 P_{t1} 最小的动作模式作为效率优先模式,并且生成用于表示所选择的效率优先模式的模式选择信号MD1。

[0270] 接下来,使用图22~图25对动作模式修正部170的功能进行说明。

[0271] 图22是表示动作模式修正部170的动作例的波形图。在图22中,示出了电压范围VR3内的动作例。

[0272] 参照图22,在时刻 t_1 以前,应用被选择作为电压范围VR3内的效率优先模式的SB模式,从而使电力变换器50动作。因此,以遵从由电压 V_a 、 V_b 唯一决定的功率分配比 k 的恒定比例,从直流电源10a、10b输出功率 P_a 、 P_b ($P_a > 0, P_b > 0$),由此向负载30供给电力。直流电源10a的输出功率 P_a 相对于功率上限值 P_{amax} 十分富余。

[0273] 在图22中,示出了直流电源10b的满充容量比直流电源10a的满充容量小的情况下的动作。因此,输出功率 P_a 、 P_b 几乎同等,与此相对,直流电源10b的SOC (SOC_b) 以比直流电源10a的SOC (SOC_a) 快的速率降低。

[0274] 而且,在时刻 t_1 时, SOC_b 达到作为电源制约值之一的SOC下限值 SOC_{min} 。因此,从电源保护的考虑,需要停止从直流电源10b放电。然而,在SB模式中,虽然能够抑制电源系统5的损失,但无法控制直流电源10b的输出功率。因此,动作模式修正部170以选择能够控制直流电源10a、10b间的功率分配的PB模式来代替作为效率优先模式的SB模式的方式,设定模式选择指示信号 MD^* 。

[0275] 在时刻 t_1 以后,应用PB模式而使电力变换器50动作。由此,直流电源10a的输出功率 P_a 增加,而直流电源10b的输出功率 P_b 降低。即使功率分配被修正,也能够通过维持 $PH = P_a + P_b$ 来确保需要向负载30供给的总功率 PH 。

[0276] 并且,在 $P_a \leq P_{amax}$ 的范围内,通过以形成 $P_a > PL$ 的方式使输出功率 P_a 增加,能够利用 P_a 相对于负载功率 PL 的多余量来对SOC达到了电源制约值的直流电源10b进行充电($P_b < 0$)。例如,能够通过设定作为电流控制的对象的直流电源的电流指令值来实现这样的动作。由此, SOC_a 缓慢地持续降低,而 SOC_b 变为上升。

[0277] 在时刻 t_2 时,负载30的动作状态产生变化,从而来自负载30的再生电力向电力线20供给。在图2所示的负载30的结构例中,通过在搭载了电动发电机35的电动车辆中操作制动器踏板,开始进行再生发电。其结果,对直流电源10a及10b的双方进行充电。也能够在此PB模式中控制此时的直流电源10a、10b的充电功率的分配。

[0278] 由于 SOC_b 进一步恢复,在时刻 t_3 ,结束动作模式修正部170的动作模式选择的修正。其结果,从时刻 t_3 起再次选择作为效率优先模式的SB模式而电力变换器50动作。

[0279] 此外,优选在动作模式选择的结束时,防止在恢复为效率优先模式后立即将动作模式再次切换至PB模式即产生所谓的振荡。例如,若在恢复为效率优先模式(SB模式)后直流电源10a、10b的至少一方的输出功率立即达到电源制约值,则会为了保护电源而再次选择PB模式,由此产生振荡。

[0280] 图51是用于对结束动作模式选择的修正时的控制处理进行说明的流程图。例如,控制装置40执行预先储存的程序,由此通过动作模式修正部170在每个控制周期执行遵从流程图的一系列的控制处理。

[0281] 参照图51,控制装置40(动作模式修正部170)在动作模式选择的修正期间($S100$ 判定为“是”时),为了防止振荡,执行以下的步骤 $S110 \sim S150$ 的处理。

[0282] 在步骤 $S110$ 中,在应用修正后的当前的动作模式的情况下,动作模式修正部170在各个直流电源10a、10b中分别判定SOC和输出功率是否达到电源制约值。在直流电源10a、10b从处于电源制约值的状态恢复($S110$ 判定为“是”时)并能够向效率优先模式恢复的情况下,动作模式修正部170通过步骤 $S120$,计算应用由模式选择信号 $MD1$ 表示的效率优先模式时的功率指令值 P_a^* 、 P_b^* 的预测值。例如,在效率优先模式为SB模式时,能够根据由电压 V_a 、 V_b 唯一决定的功率分配比 k 和当前的总功率 $PH(PH^*)$,预测应用效率优先模式时的功率指令值 P_a^* 、 P_b^* 。

[0283] 并且,动作模式修正部170通过步骤 $S130$,将预测出的功率指令值 P_a^* 、 P_b^* 与电源制约值(P_{amax} 、 P_{bmax} 、 P_{amin} 、 P_{bmin})进行比较。而且,仅在预测出的功率指令值 P_a^* 、 P_b^* 未达到电源制约值时($S130$ 判定为“是”时),动作模式修正部170使处理进入步骤 $S140$,结束动作模式选择的修正。由此,接着从控制周期选择效率优先模式。

[0284] 另一方面,在直流电源10a、10b未从处于电源制约值的状态恢复时($S110$ 判定为

“否”时),动作模式修正部170通过步骤S150,维持动作模式的修正并选择PB模式。并且,即使直流电源10a、10b从处于电源制约值的状态恢复(S110判定为“是”时),动作模式修正部170也在应用效率优先模式时的功率指令值 P_{a*} 、 P_{b*} 的试算值达到了电源制约值时(S130判定为“否”时),使处理进入步骤S150,维持动作模式的修正。这是因为,在该情况下,若结束动作模式选择的修正并应用效率优先模式,则为了保护电源而需要再次修正动作模式,由此会产生振荡。

[0285] 这样,动作模式修正部170按照图51所示的流程图,控制是否结束动作模式修正而向效率优先模式恢复,由此能够防止在结束动作模式修正时动作模式产生振荡。

[0286] 此外,在图22中,例示了因直流电源的放电而使SOC达到SOCmin的情况下的动作,但是在因直流电源的充电而使SOC达到SOCmax的情况下,也同样能够通过选择PB模式来抑制该直流电源的SOC的上升。

[0287] 在图23中示出了各电压范围内的由动作模式修正部170进行的动作模式的修正的列表。

[0288] 参照图23,在电压范围VR1内,由于不得成为 $V_H > V_{Hrq}$,所以为了缩小与负载要求电压 V_{Hrq} 的电压差,根据电压 V_a 、 V_b 的关系而将aD模式、bD模式或者PD模式选择为效率优先模式。然而,在这些效率优先模式下,即使在任一直流电源中SOC和/或输出功率达到电源制约值,也无法保护该直流电源。因此,动作模式修正部170以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。

[0289] 此外,此时需要将电压指令值 V_H^* 设定为至少比 $\max(V_a, V_b)$ 高。这是为了避免在直流电源10a与10b之间产生短路电流。

[0290] 在电压范围VR2内,按照图19~图21中说明的总体损失的评价,选择效率优先模式。而且,在选择了aB模式时直流电源10a的SOC和/或输入输出功率达到电源制约值的情况下、或者在选择了bB模式时直流电源10b的SOC和/或输入输出功率达到电源制约值的情况下,动作模式修正部170以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。

[0291] 另外,在选择了SD模式时,在串联连接的状态下的直流电源10a、10b的任一个中的SOC和/或输出功率达到电源制约值的情况下,动作模式修正部170也以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。

[0292] 在电压范围VR3内,如上所述,将SB模式选择为效率优先模式。而且,若在选择了SB模式时直流电源10a、10b的任一个中的SOC和/或输出功率达到电源制约值,则动作模式修正部170以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。

[0293] 由此,在选择了无法任意控制功率分配的SB模式的情况下,当任一个直流电源的SOC或者输出功率达到制约值时,通过向能够控制直流电源10a、10b的输出功率的PB模式修正动作模式,能够保护各电源。

[0294] 在图24中,作为动作模式修正部170的动作的一个例子,示出了从SB模式或者SD模式向PB模式修正的修正例。

[0295] 参照图24,在电压范围VR2内将SD模式选择作为效率优先模式的情况下、或者在电压范围VR3内将SB模式选择作为效率优先模式的情况下,随着总功率 P_H 的增加,输出功率 P_a 及 P_b 按照电压比,以恒定的比率分别增加。如图24所示,由于 $P_{amax} < P_{bmax}$,所以在 $P_H = P_1$ 的阶段中, P_a 达到 P_{amax} 。因此,为了应对总功率 P_H 的进一步增加,需要控制输出功率 P_a 、 P_b

之间的功率分配。因此,动作模式修正部170以选择PB模式来代替效率优先模式的方式,修正动作模式选择。其结果,在维持 $P_a \leq P_{amax}$ 的基础上、即在保护直流电源10a免于过功率的基础上,在 $P_H > P_1$ 的范围内也能够供给总功率 P_H 。

[0296] 在图25中,作为动作模式修正部170的动作的其他例子,示出了从aB模式或者aD模式向PB模式修正的修正例。

[0297] 参照图25,在电压范围VR2内将aB模式选择作为效率优先模式的情况下、或者在电压范围VR1内将aD模式选择作为效率优先模式的情况下,仅通过直流电源10a的输出而向电力线20输出电力。因此,随着总功率 P_H 的增加,仅输出功率 P_a 增加。

[0298] 因此,若输出功率 P_a 达到 P_{amax} ,则为了应对总功率 P_H 的进一步增加,需要在从直流电源10b输出电力的同时控制直流电源10a、10b之间的功率分配。

[0299] 因此,动作模式修正部170以选择PB模式来代替效率优先模式的方式修正动作模式选择。其结果,在维持 $P_a \leq P_{amax}$ 的基础上、即在保护直流电源10a免于过功率的基础上,在 $P_H > P_{amax}$ 的范围内也能够供给总功率 P_H 。

[0300] 这样,根据本实施方式1的电源系统的控制,能够根据当前的动作状态而使总体损失 P_{t1} 最小的方式选择动作模式。并且,在直流电源的SOC和/或输出功率达到制约值的情况下,能够以避免该直流电源的进一步的充放电的方式修正动作模式。其结果,能够以提高系统整体的效率并兼顾到保护各直流电源免于过充电和过放电的保护性的方式,适当地选择电力变换器50的动作模式。

[0301] 此外,只要在当前的动作状态下选择使电源系统整体的损失最小的动作模式,就能够用任意的手法来实现由动作模式选择部160进行的效率优先模式的选择。例如,也可以不像图19的结构例那样每次都进行总体损失 P_{t1} 的推定运算,而使动作模式选择部160构成成为,根据负载30、直流电源10a、10b的动作状态来决定直接效率优先模式。

[0302] 另外,在图2所示的负载30搭载于具备用于产生车辆驱动力的发动机的混合动力汽车的情况下,即使减小负载30(电动发电机35)的输出,也能够利用来自发动机的输出来确保车辆驱动力。因此,在本实施方式的电源系统搭载于混合动力车辆的情况下,在应用串联模式(SB模式或者SD模式)的期间直流电源10a、10b中的任一个处于电源制约值的状态下,除了将动作模式修正为PB模式的选择项之外,也可以通过在维持串联模式的状态下减小负载功率 P_L 来实现对直流电源10a、10b的保护。这是因为,在混合动力汽车中,通过增加发动机输出,即使减少电动发电机35的输出,也能够确保车辆整体的行驶驱动力。

[0303] 因此,在能够由用户选择使功率效率(节油性)最优先的运转模式的混合动力汽车中,当选择该运转模式时,也能够代替由动作模式修正部170进行的动作模式修正而以限制串联模式中的负载功率 P_L 的方式进行控制。此时,在维持串联模式的状态下,以使负载功率 P_L 处于 $\min(P_{amin}/k, P_{Lminb}/(1-k)) \leq P_L \leq \max(P_{amax}/k, P_{bmax}/(1-k))$ 的范围内的方式,限制电动发电机35的输出(代表性的是转矩)。这样的话,能够与由用户执行的运转模式选择对应地,以使提高系统效率优先于确保负载功率的方式,控制电源系统。此外,换言之,从有效活用直流电源10a、10b来确保负载功率的观点考虑,可以说由动作模式修正部170进行的动作模式的修正是有利的。

[0304] [实施方式1的变形例]

[0305] 在实施方式1的变形例中,对使用直流电源10a、10b的双方的PB模式和SB模式中的

脉冲宽度调制控制下的载波的相位控制(以下,载波相位控制)进行说明。

[0306] 在图26中,示出了在载波CWa、CWb之间有意地设置相位差的情况下的PB模式的控制动作例。

[0307] 参照图26,载波CWa和载波CWb虽然为同一频率,但在两者之间设置有相位差 ϕ 。在图26的例子中,相位差 $\phi = 180^\circ$ 。

[0308] 与图9所示的 $\phi = 0^\circ$ 度时同样,基于载波CWa与占空比Da的比较来生成控制脉冲信号SDa,并且基于载波CWb与占空比Db的比较来生成控制脉冲信号SDb。

[0309] 在图26中,占空比Da、Db与图9为同一值。因此,图26的控制脉冲信号SDa与图9的控制脉冲信号SDa相比,虽然相位不同,但H电平期间的长度相同。同样,图26中的控制脉冲信号SDb与图9的控制脉冲信号SDb相比,虽然相位不同,但H电平期间的长度相同。

[0310] 因此,通过在载波CWa、CWb间设置相位差 ϕ ,图26的控制信号SG1~SG4成为与图9的控制信号SG1~SG4不同的波形。由图9与图26的比较可知,通过使载波CWa、CWb之间的相位差 ϕ 变化,电流I(L1)与电流I(L2)的相位关系(电流相位)产生变化。

[0311] 另一方面,可知相对于同一占空比Da、Db,电流I(L1)、I(L2)的平均值在图9与图26之间相等。即,由占空比Da、Db来控制直流电源10a、10b的输出,即便使载波CWa、CWb的相位差 ϕ 变化也不产生影响。

[0312] 因此,在实施方式1的变形例中,在PB模式下,通过适当调整载波CWa与CWb之间的相位差 ϕ 的载波相位控制,来实现开关元件S1~S4的开关损失的减少。

[0313] 以下,作为代表例,对直流电源10a及10b的双方处于动力运行状态即处于电流I(L1) > 0且电流I(L2) > 0的状态下的控制进行说明。

[0314] 图27是表示对电力变换器50的PB模式中的载波相位控制下的电流相位进行说明的波形图。

[0315] 参照图27,在时刻Ta之前,将开关元件S2~S4接通,因此,相对于直流电源10a、10b的双方,升压斩波电路的下臂元件成为接通的状态,因此,电流I(L1)及I(L2)的双方均上升。

[0316] 在时刻Ta,将开关元件S2断开,从而升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10b成为断开的状态,因此电流I(L2)开始下降。与开关元件S2的断开相替换地,将开关元件S1接通。

[0317] 在时刻Ta以后,成为如下状态:升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10a接通,升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10b断开。即,电流I(L1)上升而电流I(L2)下降。此时,电力变换器50中的电流路径如图28A所示。

[0318] 由图28A可知,在时刻Ta以后,在开关元件S4通过电流I(L1)与I(L2)的差电流。即,开关元件S4的通过电流变小。

[0319] 再次参照图27,从时刻Ta以后的状态开始,若将开关元件S4断开,则升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10a成为断开的状态,因此电流I(L1)开始下降。另外,若将开关元件S2接通,则升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10b成为接通的状态,因此电流I(L2)再次开始上升。即,电力变换器50中的电流路径从图28A的状态变化为图28B的状态。在图28B的状态下,在开关元件S2通过电流I(L1)与I(L2)的差电流,因此开关元件S2的通过电流变小。

[0320] 通过在图28A的状态下将开关元件S4断开,能够减少开关元件S4断开时的电流、即能够减少开关损失。另外,通过在图28B的状态下将开关元件S2接通,能够减少开关元件S2接通时的电流、即能够减少开关损失。

[0321] 因此,调整电流相位即载波CWa、CWb的相位差 ϕ 以使电流I(L1)的下降开始定时(极大点)与电流I(L2)的上升定时(极小点)重叠。由此,在图27的时刻Tb时,将开关元件S2接通并将开关元件S4断开。

[0322] 再次参照图27,在时刻Tc,将开关元件S1断开并将开关元件S4接通。由此,升压斩波电路的下臂元件相对于各个直流电源10a、10b成为接通的状态。由此,再现上述时刻Ta以前的状态,电流I(L1)及I(L2)的双方均上升。

[0323] 在图29A、图29B中,示出了图27所示的电流相位下的开关元件S2、S4的电流波形。在图29A中示出了开关元件S2的电流I(S2)的波形,在图29B中示出了开关元件S4的电流I(S4)的波形。

[0324] 参照图29A,电流I(S2)在时刻Ta以前的期间及时刻Tc以后的期间, $I(S2) = I(L2)$ 。在时刻Ta~Tb的期间,由于开关元件S2被断开,所以 $I(S2) = 0$ 。而且,在时刻Tb~Tc的期间,如图28B所示, $I(S2) = -(I(L1) - I(L2))$ 。

[0325] 参照图29B,电流I(S4)在时刻Ta以前的期间及时刻Tc以后的期间, $I(S4) = I(L1)$ 。在时刻Ta~Tb的期间,如图28A所示, $I(S4) = -(I(L2) - I(L1))$ 。而且,在时刻Tb~Tc的期间,由于开关元件S4被断开,所以 $I(S4) = 0$ 。

[0326] 在图30中,示出了用于与图27进行比较的在与图27相等的占空比的情况下载波间的相位差 $\phi = 0$ 时的电流相位。

[0327] 参照图30,在载波CWa、CWb的相位差 $\phi = 0$ 时,电流I(L1)、I(L2)上升/下降的定时(Tx、Ty、Tz、Tw)各自不同。

[0328] 具体而言,在时刻Tx以前的开关元件S1处于断开且开关元件S2~S4处于接通的状态下,电流I(L1)及I(L2)的双方均上升。而且,由于在时刻Tx将开关元件S4断开,电流I(L1)开始下降。与开关元件S4的断开相替换地,将开关元件S1接通。

[0329] 而且,在时刻Ty,由于开关元件S3断开,电流I(L2)开始下降。与开关元件S3的断开相替换地,将开关元件S4接通。由此,电流I(L1)及I(L2)的双方均下降。

[0330] 在时刻Tz,开关元件S2断开且开关元件S3接通。由此,升压斩波电路的下臂元件相对于直流电源10a成为接通的状态,所以电流I(L1)再次上升。并且,在时刻Tw,开关元件S1断开且开关元件S2接通。由此,再现时刻Tx以前的状态,所以电流I(L1)及I(L2)的双方均上升。

[0331] 在图31A、图31B中,示出了图30所示的电流相位下的开关元件S2、S4的电流波形。在图31A中示出了开关元件S2的电流I(S2)的波形,在图31B中示出了开关元件S4的电流I(S4)的波形。

[0332] 参照图31A,电流I(S2)在时刻Tx以前的期间及时刻Tw以后的期间, $I(S2) = I(L2)$ 。在时刻Tx~Ty的期间,形成与图28B同样的电流路径,因此 $I(S2) = -(I(L1) - I(L2))$ 。而且,在时刻Ty~Tz的期间,开关元件S2作为相对于直流电源10a的上臂元件而动作,因此 $I(S2) = -I(L1)$ 。在电流I(L1)、I(L2)双方都下降的时刻Ty~Tz的期间,开关元件S2相对于直流电源10a作为上臂元件而动作,因此 $I(S2) = -I(L1)$ 。在时刻Tz~Tw的期间,开关元件

S2被断开,因此 $I(S2) = 0$ 。

[0333] 参照图31B,电流 $I(S4)$ 在时刻 T_x 以前的期间及时刻 T_w 以后的期间, $I(S4) = I(L1)$ 。在时刻 $T_x \sim T_y$ 的期间,开关元件S4被断开,因此 $I(S4) = 0$ 。在电流 $I(L1)$ 、 $I(L2)$ 双方都下降的时刻 $T_y \sim T_z$ 的期间,开关元件S4作为相对于直流电源10b的上臂元件而动作,因此 $I(S4) = -I(L2)$ 。在时刻 $T_z \sim T_w$ 之间,形成与图28A同样的电流路径,因此 $I(S2) = -(I(L2) - I(L1))$ 。

[0334] 由在图31A的时刻 T_b 产生的电流 $I(S2)$ 与在图31A的时刻 T_w 产生的电流 $I(S2)$ 的比较可知,通过以成为图29A、图29B的电流相位的方式调整相位差 ϕ ,可减少开关元件S2的接通电流、即减少接通时的开关损失。并且,由图29A的时刻 $T_b \sim T_c$ 下的电流 $I(S2)$ 与图31A的时刻 $T_y \sim T_z$ 下的电流 $I(S2)$ 的比较可知,也可减少开关元件S2的导通损失。

[0335] 同样,由图29B的时刻 T_b 下的电流 $I(S4)$ 与图31B的时刻 T_x 下的电流 $I(S4)$ 的比较可知,通过以成为图27的电流相位的方式调整相位差 ϕ ,可减少开关元件S4的断开电流、即减少断开时的开关损失。并且,由图29B的时刻 $T_a \sim T_b$ 下的电流 $I(S4)$ 与图31A的时刻 $T_y \sim T_z$ 下的电流 $I(S4)$ 的比较可知,也可减少开关元件S4的导通损失。

[0336] 这样,通过在载波 CW_a 、 CW_b 之间设置相位差 ϕ ,能够减少开关元件S1~S4中的损失。如图27所示,在直流电源10a及20的双方都处于动力运行的状态下,以使电流 $I(L1)$ 的下降开始定时(极大点)与电流 $I(L2)$ 的上升定时(极小点)重叠的方式、即以使开关元件S2的接通定时与开关元件S4的断开定时一致的方式,设定相位差 ϕ ,来抑制开关元件S1~S4中的损失。

[0337] 其结果,能够高效率地执行直流电源10a及20与电力线20(负载30)之间的直流电力变换。在这样的相位差 ϕ 下,控制脉冲信号 SD_a 的下降定时(或者上升定时)与控制脉冲信号 SD_b 的上升定时(或者下降定时)重叠。换言之,需要以使控制脉冲信号 SD_a 的脉冲的转变定时与控制脉冲信号 SD_b 的脉冲的转变定时相一致的方式,调整相位差 ϕ 。此外,转变定时表示脉冲的H电平/L电平进行切换的定时。

[0338] 由图9和图26也可知,控制脉冲信号 SD_a 、 SD_b 根据占空比 Da 、 Db 而变化。因此可知,能够实现图27那样的电流相位的相位差 ϕ 、即载波相位控制下的相位差 ϕ 也根据占空比 Da 、 Db 而决定。因此,可以预先求出占空比 Da 、 Db 与载波相位控制下的相位差 ϕ 的关系,并且将该对应关系预先作为映射(以下,也称为“相位差映射”)或者函数式(以下,也称为“相位差计算式”)而存储于控制装置40。

[0339] 而且,在PB模式下的用于直流电源10a、10b的电流控制的PWM控制中,基于计算出的占空比 Da 、 Db ,能够计算用于载波相位控制的相位差 ϕ 。而且,通过以具有计算出的相位差 ϕ 的方式产生载波 CW_a 、 CW_b ,能够实现抑制了开关元件S1~S4中的损失的高效率的DC/DC变换。

[0340] 在图27~图31B中,对直流电源10a及20的双方都为动力运行的状态进行了说明,但是在其他状态下也能够执行同样的载波相位控制。

[0341] 图32是用于对直流电源的各动作状态下的本发明的实施方式1的载波相位控制进行说明的图表。

[0342] 参照图32,在状态A下,上述直流电源10a及10b的双方都为动力运行状态。如图27所示,以成为电流 $I(L1)$ 的下降定时(极大点)与电流 $I(L2)$ 的上升定时(极小点)在图中的 T_b

时重叠的电流相位的方式,调整载波的相位差 ϕ 。由此,能够减少Tb下的开关元件S2的接通损失和开关元件S4的断开损失。并且,如上所述,能够减少Ta~Tb的期间的开关元件S4的导通损失和Tb~Tc的期间的开关元件S2的导通损失。

[0343] 在状态B下,直流电源10a及10b的双方都为再生状态。在该状态下,以成为电流I(L1)的上升定时(极小点)与电流I(L2)的下降定时(极大点)在图中的Tb时重叠的电流相位的方式,调整载波的相位差 ϕ 。由此,能够减少Tb下的开关元件S4的接通损失和开关元件S2的断开损失。并且,如上所述,能够减少Ta~Tb的期间的开关元件S2的导通损失和Tb~Tc的期间的开关元件S4的导通损失。

[0344] 在状态C下,直流电源10a为再生状态而直流电源10b为动力运行状态。在该状态下,以成为电流I(L1)的下降定时(极大点)与电流I(L2)的下降定时(极大点)在图中的Ta时重叠的电流相位的方式,调整载波的相位差 ϕ 。由此,能够减少Ta下的开关元件S3的接通损失和开关元件S1的断开损失。并且,如上述那样,能够减少Ta~Tb的期间的开关元件S1的导通损失和Tc~Ta的期间的开关元件S3的导通损失。

[0345] 并且,在状态D下,直流电源10a为动力运行状态而直流电源10b为再生状态。在该状态下,以成为电流I(L1)的上升定时(极小点)与电流I(L2)的上升定时(极大点)在图中的Tc时重叠的电流相位的方式,调整载波的相位差 ϕ 。由此,能够减少Tc下的开关元件S1的接通损失和开关元件S3的断开损失。并且,如上所述,能够减少Tb~Tc的期间的开关元件S1的导通损失和Tc~Ta的期间的开关元件S3的导通损失。

[0346] 这样,通过使电流I(L1)及I(L2)的拐点(极大点以及极小点)为同一定时,能够减少开关元件S1~S4中的损失。但是,根据直流电源10a及10b的动力运行/再生状态的组合,用于减少开关元件S1~S4中的损失的相位差 ϕ 不同。因此,优选针对每个动力运行/再生状态的组合(图32中的状态A~D),设定上述的相位差映射或者相位差计算式。

[0347] 这样,根据实施方式1的变形例,在用于将输出电压VH控制为电压指令值VH*的PB模式下的DC/DC变换中,可以将上述载波相位控制进行组合。由此,能够最大限度地享受到亦在图7A~图8B中所说明的直流电源10a、10b各自的DC/DC变换中的电流彼此相抵消的效果,能够执行减少了开关元件S1~S4的损失的高效率的DC/DC变换。

[0348] 接下来对SB模式中的载波相位控制进行说明。

[0349] 如图33所示,在SB模式中直流电源10a及10b串联连接,因此仅存在直流电源10a及10b的双方都成为动力运行的状态(图32中的状态A)和直流电源10a及10b的双方都成为再生的状态(图32的状态B)中的某一状态。

[0350] 因此,在SB模式下的控制动作中,如图32的状态A、B所示,以使开关元件S2的接通与开关元件S4的断开重叠的方式、或者以使开关元件S4的接通与开关元件S2的断开重叠的方式,设定载波间的相位差 ϕ 。

[0351] 即,通过以使控制脉冲信号SDa的下降定时与控制脉冲信号SDb的上升定时、或者控制脉冲信号SDa的上升定时与控制脉冲信号SDb的下降定时重叠的方式,设定载波CWa、CWb的相位差 ϕ ,在图32的状态A、B所示的电流I(L1)与电流I(L2)之间,实现上升定时(极小点)与下降定时(极大点)为同一定时的电流相位。

[0352] 考虑此时的占空比Da、Db。通过对式(1)进行变形,关于Da,得到下述(5)式。

[0353] $D_a = (V_H - V_a) / V_H \cdots (5)$

[0354] 同样,通过对式(2)进行变形,关于Db,得到下述(6)式。

$$[0355] \quad D_b = (V_H - V_b) / V_H \cdots (6)$$

[0356] 如图10所示,基于控制脉冲信号SDa与SDb的逻辑和来生成PB模式下的控制信号SG3。因此可知,若以使控制脉冲信号SDa的下降(或者上升)定时与控制脉冲信号SDb的上升(或者下降)定时重叠的方式设定相位差 ϕ ,则当 $V_H > (V_a + V_b)$ 成立时,PB模式下的控制信号SG3的H电平期间的比率会超过1.0。即,当 $V_H > (V_a + V_b)$ 时,通过与基于占空比Da、Db的PB模式共通的PWM控制,也可将控制信号SG3固定为H电平。

[0357] 在图34中,示出了表示应用载波相位控制时的SB模式下的控制脉冲信号的波形图。

[0358] 如图34所示,基于控制脉冲信号/SDa与/SDb的逻辑和来生成PB模式下的控制信号SG1。若如上述那样设定相位差 ϕ ,则控制脉冲信号/SDa的上升定时与控制脉冲信号/SDb的上升定时重叠。因此,用 $DSG1 = (1 - D_a) + (1 - D_b)$ 来表示控制信号SG1的占空比。即,用下述(7)式表示DSG1。

$$[0359] \quad DSG1 = (V_a + V_b) / V_H \cdots (7)$$

[0360] 另一方面,通过对式(3)进行变形,用下述(8)式来表示占空比Dc。

$$[0361] \quad D_c = 1 - (V_a + V_b) / V_H \cdots (8)$$

[0362] 因此,按照图35的SB模式下的逻辑运算,当使 $SG1 = /SGc$ 时,用下述(9)式来表示控制信号SG1的占空比DSG1。

$$[0363] \quad DSG1 = 1 - D_c = (V_a + V_b) / V_H \cdots (9)$$

[0364] 这样,在按照上述的载波相位控制来设定相位差 ϕ 的情况下,通过基于占空比Da、Db下的控制脉冲信号SDa、SDb进行的逻辑运算,具体而言通过/SDa与/SDb的逻辑和,能够生成占空比与基于占空比Dc的控制脉冲信号/SDc相等的信号。即,基于控制脉冲信号SDa、SDb,能够生成SB模式下的控制信号SG1。

[0365] 另外,如图35所示,SB模式下的控制信号SG2、SG4是控制信号SG1的反转信号。否定(/SDb或/SDa)的逻辑运算结果成为SDa与SDb的逻辑积(SDb和SDa)。因此,也能够基于控制脉冲信号SDa及SDb的逻辑运算而生成应按照控制脉冲信号SDc来设定的控制信号SG2、SG4。

[0366] 这样,在SB模式下,应用载波相位控制,以在控制脉冲信号SDa(/SDa)与控制脉冲信号SDb(/SDb)之间使脉冲的转变定时一致的方式,设定相位差 ϕ 。通过以具有这样的相位差 ϕ 的方式生成载波CWa、CWb,能够如图35所示地,根据基于占空比Da、Db的控制脉冲信号SDa、SDb来生成SB模式下的应该基于占空比Dc而设定的控制信号SG1~SG4。

[0367] 具体而言,如上所述,通过控制脉冲信号SDa与SDb的逻辑和,使控制信号SG3成为固定为H电平的信号。另外,通过控制脉冲信号/SDa与/SDb的逻辑和,能够以具有与基于占空比Dc的PWM控制同等的占空比的方式生成控制信号SG1。另外,在SB模式下,能够通过控制脉冲信号SDa与SDb的逻辑积来生成与控制信号SG1互补地设定的控制信号SG2、SG4。

[0368] 此外,能够与PB模式下的载波相位控制同样,按照预先设定的存储占空比Da、Db与相位差 ϕ 的关系的相位差映射或者相位差计算式,基于在SB模式下计算出的占空比Da、Db来计算SB模式下的相位差 ϕ 。

[0369] 在图36中,示出了表示本实施方式1的变形例的电力变换器控制下的PB模式和SB模式的动作例的波形图。

[0370] 参照图36,在载波CWa的波峰处发出从PB模式向SB的切换指令。在切换指令的产生前,基于通过直流电源10a、10b各自的电流控制而计算出的占空比Da、Db,生成控制信号SG1~SG4。

[0371] 在发出切换指令后,按照图35所示的逻辑运算式,不重新计算占空比Dc,能够基于该时刻下的控制脉冲信号SDa、Sdb,立即生成SB模式下的控制信号SG1~SG4。

[0372] 因此,能够与属于以PB模式为代表的升压模式的其他动作模式共通地,使用占空比Da、Db来生成SB模式下的控制信号SG1~SG4。特别是在动作模式的切换时,能够不产生控制延迟地,执行PB模式与SB模式之间的切换处理。

[0373] [实施方式2]

[0374] 在实施方式2中,对用于控制直流电源10a、10b的输出的电力变换器控制进行说明。由实施方式2的以下说明可知,在各动作模式下应用共通的控制运算这一点是本实施方式2的电力变换器控制的特征之一。

[0375] 图37是对本实施方式2的电力变换器控制的基本概念进行说明的图。

[0376] 参照图37,输出电压VH在总功率PH比负载功率PL大的状态($PH > PL$)下上升,而在 $PH < PL$ 的状态下降低。因此,本实施方式2的电力变换器控制中,根据输出电压VH相对于电压指令值 VH^* 的电压偏差 ΔVH 来设定总功率PH的指令值。并且,通过将总功率PH分配于输出功率Pa与Pb之间,对各直流电源10a、10b的输出进行功率控制(电流控制)。

[0377] (PB模式下的控制动作)

[0378] 首先,对PB模式下的控制动作进行说明。

[0379] 图38和图39是用于对本实施方式1的电力变换器控制进行说明的框图。在图38中,示出了对各直流电源的功率指令值进行设定的控制运算用的结构,并且在图39中,示出了按照所设定的功率指令值来控制各直流电源的输出的控制运算用的结构。

[0380] 参照图38,控制装置40包括电压控制部200以及功率管理部290。

[0381] 功率管理部290基于直流电源10a、10b和/或负载30的动作状态,设定与总功率PH相关的功率上限值PHmax和功率下限值PHmin、直流电源10a的功率上限值Pamax和功率下限值Pamin、还有直流电源10a与10b之间的功率分配比k。对于直流电源10a、10b整体的总功率PH,也可设定功率上限值PHmax和功率下限值PHmin。例如,可以形成为 $PH_{max} = P_{amax} + P_{bmax}$, $PH_{min} = P_{amin} + P_{bmin}$ 。

[0382] 亦如实施方式1所说明那样,在PB模式下,能够将功率分配比k设定为 $0 \leq k \leq 1.0$ 的任意的值。如上所述,例如,可以基于直流电源10a、10b的状态(例如,SOC的平衡或上下限功率的平衡)或者输出功率电平(PH)等来决定功率分配比k。此外,如后面详细说明那样,根据动作模式来切换功率分配比k。

[0383] 功率管理部290还设定用于在直流电源10a、10b之间进行充放电的循环功率值Pr。

[0384] 循环功率值Pr相当于来自用于对直流电源10b进行充电的直流电源10a的输出功率。例如,在动力运行动作时,若在 $k=1$ 的基础上设定为 $Pr > 0$,则能够利用直流电源10a的输出电力在对电力线20供给总功率PH的同时对直流电源10b进行充电。反之,若在 $k=0$ 的基础上设定为 $Pr < 0$,则能够利用直流电源10b的输出电力在对电力线20供给总功率PH的同时对直流电源10a进行充电。

[0385] 另外,在再生动作时($PH < 0$),若在 $k=0$ 的基础上设定为 $Pr > 0$,则能够利用来自负

载30的再生电力与来自直流电源10a的输出电力的双方,对直流电源10b进行充电。反之,若在 $k=1$ 的基础上设定为 $P_r < 0$,则能够利用来自负载30的再生电力与来自直流电源10b的输出电力的双方对直流电源10a进行充电。

[0386] 在未设定循环功率值 P_r 时($P_r=0$),不执行直流电源10a与10b之间的充放电。例如,在直流电源10a、10b的SOC不均衡的情况下,功率管理部290以促进低SOC侧的直流电源的充电的方式设定循环功率值 P_r 。

[0387] 电压控制部200基于输出电压 V_H 的电压偏差,设定直流电源10a、10b的功率指令值 P_{a*} 、 P_{b*} 。电压控制部200具有偏差运算部210、控制运算部220、限幅器230、功率分配部240、循环功率加法部250、限幅器260以及减法部270。

[0388] 偏差运算部210按照电压指令值 V_H^* 与输出电压 V_H 的检测值之差,计算电压偏差 ΔV_H ($\Delta V_H = V_H^* - V_H$)。控制运算部220基于电压偏差 ΔV_H ,计算电压控制所要求的总功率 P_{Hr} 。例如,控制运算部220通过PI运算,按照下述(10)式来设定 P_{Hr} 。

[0389]
$$P_{Hr} = K_p \cdot \Delta V_H + \sum (K_i \cdot \Delta V_H) \cdots (10)$$

[0390] 式(10)中的 K_p 为比例控制增益, K_i 为积分控制增益。在上述控制增益中,也反映了平滑电容器CH的电容值。按照式(10)来设定总功率 P_{Hr} ,能够实现用于减少电压偏差 ΔV_H 的反馈控制。

[0391] 或者,在能够根据负载30的动作状态来预测负载功率 P_L 的情况下,也能够进一步反映该预测值 P_L^* ,并按照式(11)来设定所要求的总功率 P_{Hr} 。这样的话,能够以对负载30中的电力消耗进行前馈的形态控制输出电压 V_H 。

[0392]
$$P_{Hr} = K_p \cdot \Delta V_H + \sum (K_i \cdot \Delta V_H) + P_L^* \cdots (11)$$

[0393] 限幅器230限制功率指令值 P_H^* ,以使其处于由功率管理部290设定的 $P_{Hmax} \sim P_{Hmin}$ 的范围内。如果 $P_{Hr} > P_{Hmax}$,则利用限幅器230设定为 $P_H^* = P_{Hmax}$ 。同样,当 $P_{Hr} < P_{Hmin}$ 时,限幅器230设定为 $P_H^* = P_{Hmin}$ 。另外,当 $P_{Hmax} \geq P_{Hr} \geq P_{Hmin}$ 时,保持原样地设定为 $P_H^* = P_{Hr}$ 。由此,确定总功率指令值 P_H^* 。

[0394] 功率分配部240基于总功率指令值 P_H^* 和功率分配比 k ,计算直流电源10a所应分担的输出功率 $k \cdot P_H^*$ 。循环功率加法部250通过将由功率分配部240算出的 $k \cdot P_{a*}$ 与由功率管理部290设定的循环功率值 P_r 相加,从而计算直流电源10a所要求的功率 P_{ar} ($P_{ar} = k \cdot P_{a*} + P_r$)。

[0395] 限幅器260限制直流电源10a的功率指令值 P_{a*} ,以使其处于由功率管理部290设定的 $P_{amax} \sim P_{amin}$ 的范围内。如果 $P_{ar} > P_{amax}$,则利用限幅器260来修正为 $P_{a*} = P_{amax}$ 。同样,当 $P_{ar} < P_{amin}$ 时,限幅器260修正为 $P_{a*} = P_{amin}$ 。另外,当 $P_{amax} > P_{ar} > P_{amin}$ 时,保持原样地设为 $P_{a*} = P_{ar}$ 。由此,确定直流电源10a的功率指令值 P_{a*} 。

[0396] 减法部270通过从总功率指令值 P_H^* 减去功率指令值 P_{a*} ,来设定直流电源10b的功率指令值 P_{b*} ($P_{b*} = P_H^* - P_{a*}$)。

[0397] 图40是用于对按照图38设定的功率指令值下的电源系统内的功率流进行说明的概念图。

[0398] 参照图40,将输出电压 V_H 控制为电压指令值 V_H^* 所需的总功率指令值 P_H^* 按照功率分配比 k ,被分配为功率指令值 P_{a*} 、 P_{b*} 。即,基本上设定为 $P_{a*} = k \cdot P_H^*$, $P_{b*} = (1 - k) \cdot P_H^*$ 。由此,能够在控制直流电源10a、10b间的功率比的基础上,相对于电力线20输入

输出遵从用于控制输出电压 V_H 的总功率指令值 P_H^* 的电力。

[0399] 并且,通过设定循环功率值 P_r ,能够利用来自直流电源10a的输出电力来对直流电源10b进行充电($P_r > 0$),或者利用来自直流电源10b的输出电力来对直流电源10a进行充电($P_r < 0$)。

[0400] 另外,由于功率指令值 P_a^* 被限幅器260可靠地限制在 $P_{amax} \sim P_{amin}$ 的范围内,所以能够保护直流电源10a免于过功率。即,能够防止直流电源10a的过充电和过放电。

[0401] 另外,由于将负载功率 P_L 限制在 $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ 的范围内,并且利用限幅器230将总功率指令值 P_H^* 可靠地限制在 $P_{Hmax} \sim P_{Hmin}$ 的范围内,也能够保护直流电源10b免于过功率。即,也能够防止直流电源10b的过充电和过放电。

[0402] 参照图39,控制装置40包括用于按照功率指令值 P_a^* 、 P_b^* 控制从直流电源10a、10b的输出的电流控制部300、电流控制部310、PWM(Pulse Width Modulation:脉冲宽度调制)控制部400以及载波产生部410。电流控制部300通过电流控制来控制直流电源10a的输出。电流控制部310通过电流控制来控制直流电源10a的输出。

[0403] 电流控制部300具有电流指令生成部302、偏差运算部304、控制运算部306以及FF加法部308。

[0404] 电流指令生成部302基于功率指令值 P_a^* 和电压 V_a 的检测值,设定直流电源10a的电流指令值 I_a^* ($I_a^* = P_a^* / V_a$)。偏差运算部304按照电流指令值 I_a^* 与电流 I_a 的检测值之差来计算电流偏差 ΔI_a ($\Delta I_a = I_a^* - I_a$)。控制运算部306基于电流偏差 ΔI_a ,计算电流反馈控制的控制量 D_{fba} 。例如,控制运算部306通过PI运算,按照下述(12)式来计算控制量 D_{fba} 。

[0405]
$$D_{fba} = K_p \cdot \Delta I_a + \sum (K_i \cdot \Delta I_a) \cdots (12)$$

[0406] 式(12)中的 K_p 为比例控制增益, K_i 为积分控制增益。与式(10)区分开来地设定上述控制增益。

[0407] 另一方面,基于对式(1)的 D_a 求解而得到的 $D_a = (V_H - V_a) / V_H$,按照式(13)来设定电压前馈控制的FF控制量 D_{ffa} 。

[0408]
$$D_{ffa} = (V_H^* - V_a) / V_H^* \cdots (13)$$

[0409] FF加法部308通过将FB控制量 D_{fba} 与FF控制量 D_{ffa} 相加,来计算与直流电源10a的输出控制相关的占空比 D_a 。占空比 D_a 与式(1)同样,相当于在直流电源10a的电压 V_a 与输出电压 V_H 之间进行DC/DC变换时的升压斩波电路(图7A、图7B)的下臂元件(开关元件 S_3 、 S_4)接通的期间的占空比。

[0410] 同样,与直流电源10b对应的电流控制部310具有电流指令生成部312、偏差运算部314、控制运算部316以及FF加法部318。

[0411] 电流指令生成部312基于功率指令值 P_b^* 和电压 V_b 的检测值,设定直流电源10b的电流指令值 I_b^* ($I_b^* = P_b^* / V_b$)。偏差运算部314按照电流指令值 I_b^* 与电流 I_b 的检测值之差来计算电流偏差 ΔI_b ($\Delta I_b = I_b^* - I_b$)。控制运算部316基于电流偏差 ΔI_b ,计算电流反馈控制的控制量 D_{fbb} 。例如,控制运算部316通过PI运算,按照下述(14)式来计算控制量 D_{fbb} 。

[0412]
$$D_{fbb} = K_p \cdot \Delta I_b + \sum (K_i \cdot \Delta I_b) \cdots (14)$$

[0413] 式(8)中的 K_p 为比例控制增益, K_i 为积分控制增益。与式(10)以及式(12)区分开来

地设定上述控制增益。

[0414] 另一方面,基于对式(2)的 D_b 求解而得到的 $D_b = (V_H - V_b) / V_H$,按照式(15)来设定电压前馈控制的FF控制量 D_{ffb} 。此外,在式(15)中,电压指令值 V_H^* 也可以为输出电压 V_H 的检测值。

[0415] $D_{ffb} = (V_H^* - V_b) / V_H^* \cdots (15)$

[0416] FF加法部318通过将FB控制量 D_{fb} 与FF控制量 D_{ffb} 相加,来计算与直流电源10b的输出控制相关的占空比 D_b 。占空比 D_b 与式(2)同样,相当于升压斩波电路(图8A、图8B)的下臂元件(开关元件S2、S3)接通的期间的占空比。

[0417] PWM控制部400通过基于由电流控制部300、310设定的占空比 D_a 、 D_b 以及来自载波产生部410的载波 C_{Wa} 、 C_{Wb} 的脉冲宽度调制控制,生成开关元件S1~S4的控制信号SG1~SG4。由于与图9和图10中的说明同样地执行PWM控制部400的脉冲宽度调制控制和控制信号SG1~SG4的生成,所以不反复详细的说明。此外,优选载波产生部410应用实施方式1的变形例中说明的载波相位控制来生成载波 C_{Wa} 、 C_{Wb} 。

[0418] 这样,根据实施方式2的电力变换器控制,在PB模式下的DC/DC变换中,通过将输出电压 V_H 的电压偏差变换为功率指令值而对各直流电源10a、10b的输出进行电流控制,能够将输出电压 V_H 控制为电压指令值 V_H^* 。由此,能够以输出功率为基础,可靠地保护各直流电源10a、10b免于过功率。另外,能够简易地控制直流电源10a、10b间的功率分配比 k 、循环功率值 P_r 。

[0419] 特别是,针对直流电源10a、10b的一方,能够直接限制功率指令值。在图12A、图12B的结构例中,能够利用限幅器260,将直流电源10a的功率指令值 P_a^* 可靠地限制在 $P_{amin} \leq P_a^* \leq P_{amax}$ 的范围内。由此,能够严格地防止直流电源10a的过功率。

[0420] 此外,通过将总功率指令值 P_H^* 限制在 $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ 的范围内来设定直流电源10b的功率指令值 P_b^* ,并将负载功率 P_L 限制在 $P_{Hmin} \sim P_{Hmax}$ 的范围内,由此,也能够间接地保护直流电源10b免于过功率。但是,在图38的结构例中,由限幅器260直接限制功率指令值 P_a^* 的直流电源10a这一方比直流电源10b更被严格地保护免于过功率。因此,优选形成如下结构:针对需要更加严格地保护免于过功率的直流电源的功率指令值,进行限幅器260的直接限制。

[0421] (其他的升压模式下的控制动作)

[0422] 如图3所示,作为输出电压 V_H 被向电压指令值 V_H^* 控制的升压模式,除了PB模式之外,还存在aB模式、bB模式以及SB模式。aB模式、bB模式以及SB模式也共有图38和图39的控制结构,将输出电压 V_H 向电压指令值 V_H^* 控制。

[0423] 图41是用于对属于升压模式的各动作模式下的控制信号和控制数据的设定进行说明的图表。

[0424] 参照图41,在升压模式下的各动作模式中,共有图38和图39所示的控制结构。而且,通过变更功率分配比 k 、作为电流反馈控制的执行对象的直流电源以及控制信号SG1~SG4的运算逻辑,应对动作模式的不同。

[0425] 在PB模式下,如已说明那样,能够在 $0 \leq k \leq 1.0$ 的范围内任意设定功率分配比 k ,并且也能够将循环功率值 P_r 设定为任意的值。如上所述,在PB模式下,按照基于用于控制输出电压 V_H 的功率指令值而设定的电流指令值 I_a^* 、 I_b^* ,控制直流电源10a、10b双方

的电流 I_a 、 I_b 。

[0426] 在aB模式下,通过图7A、图7B所示的开关动作,利用开关元件S1~S4所形成的升压斩波电路,不使用直流电源10b,而在直流电源10a与电力线20(负载30)之间执行双向的DC/DC变换。因此,在aB模式中,按照基于用于控制直流电源10a的输出的占空比 D_a 的控制脉冲信号 SD_a ,控制开关元件S1~S4。具体而言,按照控制脉冲信号 SD_a 而共同地对图7A、图7B所示的构成升压斩波电路的下臂元件的开关元件S3及S4进行通断控制。同样,按照控制脉冲信号/ SD_a 而共同地对构成升压斩波电路的上臂元件的开关元件S1及S2进行通断控制。

[0427] 参照图41和图38,在aB模式下,也与PB模式同样,通过偏差运算部210、控制运算部220以及限幅器230,基于输出电压 V_H 的电压偏差 ΔV_H 来设定总功率指令值 PH^* 。此外,由于不使用直流电源10b,所以能够将赋予限幅器230的功率上限值 PH_{max} 和功率下限值 PH_{min} 设定为与直流电源10a的功率上限值 P_{amax} 和功率下限值 P_{amin} 相等。与此对应地,在aB模式下,以将负载功率 PL 限制在 $P_{amin} \leq PL \leq P_{amax}$ 的范围内的方式生成负载30的动作指令值。

[0428] 在aB模式下,由于不使用直流电源10b(避免充放电),所以循环功率值 Pr 被固定为 $Pr=0$ 。并且,通过将功率分配比 k 固定为 $k=1.0$,将功率指令值 Pa^* 设定为 $Pa^*=PH^*$,另一方面将功率指令值 Pb^* 设定为 $Pb^*=0$ 。此时,也能够利用限幅器260进行保护,以不使功率指令值 Pa^* 脱离 $P_{amax} \sim P_{amin}$ 的范围、即不使直流电源10a产生过功率。因此,在aB模式下,也能够使限幅器230和260的一方不工作。

[0429] 并且,在图39的结构中,仅对直流电源10a执行电流反馈控制。即,电流控制部300与PB模式同样,通过基于按照功率指令值 Pa^* 设定的电流指令值 I_a^* 与电流 I_a 的检测值的电流偏差的式(12)所示的反馈控制和式(13)所示的基于电压比的前馈控制,计算占空比 D_a ($D_a = D_{fba} + D_{fba}$)。

[0430] 与此相对,在aB模式下,由于如上述那样不需要控制脉冲信号 SD_b ,所以能够停止电流控制部310的动作。即,停止占空比 D_b 的运算。

[0431] 在图42中,示出了用于对aB模式下的电源系统内的功率流进行说明的概念图。

[0432] 参照图42,在aB模式中,用于将输出电压 V_H 控制为电压指令值 V_H^* 的功率指令值 PH^* 被全部分配给直流电源10a。即,负载功率 PL 仅由直流电源10a补偿。另外,由于循环功率值被固定为 $Pr=0$,所以不产生直流电源10a、10b之间的充放电。

[0433] 在aB模式下,功率指令值 Pa^* 被限幅器260和/或290可靠地限制在 $P_{amax} \sim P_{amin}$ 的范围内。因此,能够保护单独使用的直流电源10a免于过功率。另外,在aB模式下,通过直流电源10a的电流 I_a 的反馈控制来运算占空比 D_a ,从而与通过输出功率 V_H 的反馈控制来运算占空比 D_a 的控制相比,能够迅速地消除电压偏差 ΔV_H 。

[0434] 在bB模式下,通过图8A、图8B所示的开关动作,利用开关元件S1~S4所形成的升压斩波电路,不使用直流电源10a,而在直流电源10b与电力线20(负载30)之间执行双向的DC/DC变换。因此,在bB模式下,按照基于用于控制直流电源10b的输出的占空比 D_b 的控制脉冲信号 SD_b ,控制开关元件S1~S4。具体而言,按照控制脉冲信号 SD_b 共同地对图8A、图8B所示的构成升压斩波电路的下臂元件的开关元件S2及S3进行通断控制。同样,按照控制脉冲信号/ SD_b 共同地对构成升压斩波电路的上臂元件的开关元件S1及S4进行通断控制。

[0435] 参照图41和图38,在bB模式下,也与PB模式和aB模式同样,基于输出电压 V_H 的电压偏差 ΔV_H 来设定总功率指令值 PH^* 。由于在bB模式下不使用直流电源10a,所以将赋予限幅

器230的功率上限值 PH_{max} 和功率下限值 PH_{min} 设定为与直流电源10b的功率上限值 Pb_{max} 和功率下限值 Pb_{min} 相等。同样,将循环功率值固定为 $Pr=0$ 。

[0436] 并且,通过将功率分配比固定为 $k=0$,将功率指令值 Pb^* 设定为 $Pb^*=PH^*$,另一方面将功率指令值 Pa^* 设定为 $Pa^*=0$ 。此时,不需要由限幅器260进行限制。即,在bB模式下,能够利用限幅器230来直接保护直流电源10b免于过功率。

[0437] 并且,在图39的结构中,仅对直流电源10b执行电流反馈控制。即,电流控制部310与PB模式同样,通过基于按照功率指令值 Pb^* 设定的电流指令值 Ib^* 与电流 Ib 的检测值的电流偏差的式(14)所示的反馈控制和基于式(15)所示的电压比的前馈控制,计算占空比 Db ($Db=Dfbb+Dffb$)。

[0438] 与此相对,在bB模式下,由于如上述那样不需要控制脉冲信号 SDa ,所以能够停止电流控制部300的动作。即,停止占空比 Da 的运算。

[0439] 在图43中,示出了用于对bB模式下的电源系统内的功率流进行说明的概念图。

[0440] 参照图43,在bB模式下,将输出电压 VH 控制为电压指令值 VH^* 所需的功率指令值 PH^* 被全部分配给直流电源10b。即,负载功率 PL 仅由直流电源10b补偿。另外,由于将循环功率值 Pr 固定为 $Pr=0$,所以不产生直流电源10a、10b之间的充放电。

[0441] 在bB模式下,能够将赋予限幅器230的功率上限值 PH_{max} 和功率下限值 PH_{min} 设定为与直流电源10b的功率上限值 Pb_{max} 和功率下限值 Pb_{min} 相等。由此,能够将功率指令值 Pb^* 可靠地限制在 $Pb_{max} \sim Pb_{min}$ 的范围内。另外,在bB模式下,以将负载功率 PL 限制在 $Pb_{min} \leq PL \leq Pb_{max}$ 的范围内的方式生成负载30的动作指令值。其结果,能够保护单独使用的直流电源10b免于过功率。另外,在bB模式下,通过对直流电源10b的电流 Ib 进行反馈控制,从而与通过反馈控制来直接消除直流电压 VH 的控制相比,能够迅速地消除所产生的电压偏差 ΔVH 。

[0442] 接下来,对SB模式下的控制动作进行说明。

[0443] 在图44中,示出了用于对SB模式下的电源系统内的功率流进行说明的概念图。

[0444] 参照图44,在SB模式下,直流电源10a与10b在串联连接的状态下,与电力线20(负载30)之间执行双向的DC/DC变换。因此,在直流电源10a和直流电源10b中流动的电流相等($Ia=Ib$)。因此,无法直接控制直流电源10a的输出功率 Pa 和直流电源10b的输出功率 Pb 。即,SB模式下的功率 Pa 、 Pb 之比根据电压 Va 、 Vb 之比而按照上述(4)式自动地决定。

[0445] 再次参照图41,在SB模式下,按照根据式(4)而求出的式(16),基于直流电源10a、10b的电压 Va 、 Vb 的当前值(检测值)来设定功率分配比 k 。

[0446] $k = Va / (Va + Vb) \cdots (16)$

[0447] 另外,在SB模式下,由于无法进行直流电源10a、10b间的充放电,所以将循环功率值 Pr 设定为 $Pr=0$ 。

[0448] 由此,在图38的结构中,与SB模式同样,基于输出电压 VH 的电压偏差 ΔVH 来设定总功率指令值 PH^* 。能够利用限幅器230将总功率指令值 PH^* 设定在 $PH_{max} \sim PH_{min}$ 的范围内。并且,按照式(11),按照串联连接的直流电源10a、10b之间的基于当前的电压 Va 、 Vb 的功率分配比 k ,将总功率指令值 PH^* 分配给功率指令值 Pa^* 及 Pb^* 。此时,利用限幅器260,将功率指令值 Pa^* 限制在 $Pamax \sim Pamin$ 的范围内。

[0449] 如图44所示,在SB模式下,由于 $Ia=Ib$,所以仅在直流电源10a、10b的一方执行电

流反馈控制。例如,能够直接限制功率指令值、即对被严格保护免于过功率的直流电源10a执行电流反馈控制。

[0450] 再次参照图39,电流控制部300与PB模式同样,通过基于按照功率指令值 P_a^* 设定电流指令值 I_a^* 与电流 I_a 的检测值的电流偏差的式(12)所示的反馈控制和基于式(13)所示的电压比的前馈控制,计算占空比 D_a ($D_a = D_{fba} + D_{fba}$)。

[0451] 另一方面,在电流控制部310中,通过使控制运算部316的控制增益、具体而言使式(14)中的 K_p 、 K_i 为零,从而不执行电流反馈控制。因此,电流控制部310仅通过基于电压 V_b 的前馈控制来计算占空比 D_b ($D_b = D_{ffb}$)。能够按照式(15)来设定FF控制量 D_{ffb} 。

[0452] PWM控制部400通过基于由电流控制部300、310设定的占空比 D_a 、 D_b 以及来自载波产生部410的载波 C_{Wa} 、 C_{Wb} 的脉冲宽度调制控制,生成开关元件 $S_1 \sim S_4$ 的控制信号 $SG_1 \sim SG_4$ 。如上所述,在SB模式下,通过对实施方式1的变形例中说明的载波相位差控制进行组合,能够使用控制脉冲信号 SD_a ($/SD_a$) 及 SD_b ($/SD_b$) (图35),来生成SB模式下的控制信号 $SG_1 \sim SG_4$ 。

[0453] 这样,根据本实施方式2的电力变换器控制,对于图1所示的电力变换器50的控制动作,能够在属于将输出电压 V_H 控制为电压指令值 V_H^* 的升压模式的各动作模式间,共有图38和图39所示的控制结构。

[0454] 具体而言,通过在动作模式间切换功率分配比 k 、电流控制部300、310的控制增益,能够在各动作模式间应用图12A、图12B以及图13的共通的控制运算。因此,能够减轻选择性地应用多个动作模式的电力变换器50的控制中的控制运算负载。

[0455] 并且,由于能够通过直流电源10a的电流反馈控制来运算占空比 D_a ,所以与通过输出电压 V_H 的电压反馈控制来运算占空比(D_c)的控制相比,能够迅速消除SB模式下的电压偏差 ΔV_H 。另外,通过使控制运算在各动作模式间共通化,能够顺利地切换动作模式,因此能够进一步提高控制性。

[0456] [实施方式3]

[0457] 在实施方式3中,对针对与图1不同的结构的电力变换器的电力变换器控制的应用进行说明。

[0458] 图45是表示本发明的实施方式3的电源系统5#的结构例的电路图。

[0459] 参照图45,本发明的实施方式3的电源系统5#与实施方式1的电源系统5相比,不同之处在于代替电力变换器50而包括电力变换器50#。电源系统5#的其他的结构与电源系统5同样,因此不反复详细的说明。

[0460] 实施方式3的电力变换器50#具有升压斩波电路6、7。升压斩波电路6在直流电源10a与连接于负载30的电力线20之间执行双向的DC/DC变换。升压斩波电路6包括开关元件 S_5 、 S_6 以及电抗器 L_1 。

[0461] 升压斩波电路7在直流电源10b与同直流电源10a所共用的电力线20之间执行双向的DC/DC变换。升压斩波电路7包括开关元件 S_7 、 S_8 以及电抗器 L_2 。

[0462] 相对于开关元件 $S_5 \sim S_8$ 配置有反并联二极管 $D_5 \sim D_8$ 。另外,开关元件 $S_5 \sim S_8$ 能够分别响应于来自控制装置40的控制信号 $SG_5 \sim SG_8$ 地控制通断。

[0463] 这样,电力变换器50#与本实施方式的电力变换器50不同,形成为相对于各个直流电源10a及10b分别独立地设置有升压斩波电路6、7的结构。能够独立地对升压斩波电路6及

7进行控制。

[0464] 为了控制输出电压 V_H ,控制装置40生成对开关元件 $S_5 \sim S_8$ 的通断进行控制的控制信号 $SG_5 \sim SG_8$ 。

[0465] 在图46中示出了图45所示的电力变换器50#所具有的多个动作模式。

[0466] 参照图46,在电力变换器50#中,能够选择除了电力变换器50中的SB模式和SD模式之外的其他升压模式和直接连结模式。即,电力变换器50#的动作模式具有:属于升压模式的PB模式、aB模式以及bB模式和属于直接连结模式的PD模式、aD模式以及bD模式。

[0467] 在PB模式下,通过独立地控制升压斩波电路6、7,能够与实施方式1中的PB模式同样地进行控制。即,按照图38和图39的结构,能够根据直流电源10a、10b的动作状态来设定功率分配比 k ($0 \leq k \leq 1.0$) 和循环功率值 P_r 。由此,利用图38的结构,从用于将输出电压 V_H 控制为电压指令值 V_H^* 的总功率指令值 PH^* 反映出功率分配比 k 和循环功率值 P_r ,由此能够设定直流电源10a、10b的功率指令值 Pa^* 、 Pb^* 。

[0468] 并且,按照图39的结构,按照基于用于控制输出电压 V_H 的功率指令值设定的电流指令值 Ia^* 、 Ib^* ,控制直流电源10a、10b双方的电流 Ia 、 Ib ,能够以这种方式计算占空比 Da 、 Db 。由于独立地控制升压斩波电路6、7,所以基于控制脉冲信号 SDa 来生成升压斩波电路6的开关元件 S_5 、 S_6 的控制信号 SG_5 、 SG_6 。具体而言,构成下臂元件的开关元件 S_6 的控制信号 $SG_6 = /SGa$,构成上臂元件的开关元件 S_5 的控制信号 $SG_5 = SGa$ 。

[0469] 同样,基于控制脉冲信号 SDb 来生成升压斩波电路7的开关元件 S_7 、 S_8 的控制信号 SG_7 、 SG_8 。具体而言,构成下臂元件的开关元件 S_8 的控制信号 $SG_8 = /SGb$,构成上臂元件的开关元件 S_7 的控制信号 $SG_7 = SGb$ 。

[0470] 在电力变换器50#的PB模式下,也按照图38和图39所示的控制结构,通过将输出电压 V_H 的电压偏差变换为功率指令值来设定功率指令值 Pa^* 、 Pb^* ,能够对各直流电源10a、10b的输出进行电流控制。并且,利用限幅器230、260,能够实现以输出功率为基础的可靠的免于过功率的保护。另外,能够简易地控制直流电源10a、10b间的功率分配比 k 、循环功率值 P_r 。

[0471] 此外,在电力变换器50#的PB模式下,由于开关元件 S_5 、 S_6 的电流路径与开关元件 S_7 、 S_8 的电流路径不重叠,所以即使应用载波相位控制,也无法减少开关元件 $S_5 \sim S_8$ 的功率损失。因此,不需要应用载波相位控制,能够将相位差 ϕ 固定(代表性的是,固定为 $\phi = 0$)。

[0472] 在aB模式下,通过仅使升压斩波电路6动作,不使用直流电源10b,另一方面通过直流电源10a与电力线20之间的双向的DC/DC变换,能够将输出电压 V_H 向电压指令值 V_H^* 控制。即,与电力变换器50的aB模式(实施方式1)同样,通过使功率分配比 $k = 1.0$ 并且循环功率值 $P_r = 0$,能够在利用限幅器230或者260进行 $P_{amin} \leq Pa^* \leq P_{amax}$ 的功率保护的基础上,设定所使用的直流电源10a的功率指令值 Pa^* ($Pa^* = PH^*$)。

[0473] 并且,在图39的结构中,对应于直流电源10a的电流控制部300与电力变换器50的PB模式同样地动作,通过电流反馈控制(电流指令值 Ia^*)和基于电压比的前馈控制,计算占空比 Da ($Da = Dfba + Dfba$)。与此相对,在aB模式下,由于不需要计算控制脉冲信号 SDb ,所以能够停止电流控制部310的动作。

[0474] 在aB模式下,将构成升压斩波电路7的开关元件 S_7 、 S_8 维持为断开。另一方面,按照控制脉冲信号 SDa ($/SDa$) 对构成升压斩波电路6的开关元件 S_5 、 S_6 进行通断,上述控制脉冲

信号SDa (/SDa)通过基于占空比Da的脉冲宽度调制控制而生成。

[0475] 在bB模式下,通过仅使升压斩波电路7动作,不使用直流电源10a,另一方面通过直流电源10b与电力线20之间的双向的DC/DC变换,能够将输出电压VH向电压指令值 VH^* 控制。由此,与电力变换器50的bB模式(实施方式1)同样,通过使功率分配比 $k=0$ 并且循环功率值 $Pr=0$,能够在利用限幅器230进行 $P_{bmin} \leq Pb^* \leq P_{bmax}$ 的功率保护的基础上,设定所使用的直流电源10b的功率指令值 Pb^* ($Pb^* = PH^*$)。

[0476] 在图39的结构中,对应于直流电源10b的电流控制部310与电力变换器50的PB模式同样地动作,通过电流反馈控制(电流指令值 Ib^*)和基于电压比的前馈控制,计算占空比Db ($Db = Dfbb + Dfbb$)。与此相对,在bB模式下,由于不需要计算控制脉冲信号SDa,所以能够停止电流控制部300的动作。

[0477] 在bB模式下,将构成升压斩波电路6的开关元件S5、S6维持为断开。另一方面,按照控制脉冲信号SDb (/SDb)对构成升压斩波电路7的开关元件S7、S8进行通断,上述控制脉冲信号SDb (/SDb)通过基于占空比Db的脉冲宽度调制控制而生成。

[0478] 在PD模式下,将开关元件S5、S7固定为接通而将开关元件S6、S8固定为断开。由此,与电力变换器50中的SD模式同样,输出电压VH与直流电源10a、10b的输出电压Va、Vb(严格来说是Va、Vb中较高一方的电压)相等。与电力变换器50同样,由于Va、Vb间的电压差在直流电源10a、10b产生短路电流,所以仅在该电压差较小时,能够应用PD模式。

[0479] 在aD模式下,将开关元件S5固定为接通,将开关元件S6~S8固定为断开。由此,与电力变换器50中的aD模式同样,直流电源10b成为从电力线20切断的状态,输出电压VH与直流电源10a的电压Va相等($VH = Va$)。如上所述,在aD模式的应用中, $Va > Vb$ 为必要条件。

[0480] 在bD模式下,将开关元件S7固定为接通,将开关元件S5、S6、S8固定为断开。由此,与电力变换器50下的bD模式同样,直流电源10a成为从电力线20切断的状态,输出电压VH与直流电源10b的电压Vb相等($VH = Vb$)。如上所述,在bD模式的应用中, $Vb > Va$ 为必要条件。

[0481] 这样,在实施方式3的电力变换器50#中,也与实施方式1中说明的电力变换器50同样,能够在属于将输出电压VH控制为电压指令值 VH^* 的升压模式的多个动作模式(PB模式、aB模式、bB模式)间,共有图38和图39所示的控制结构。另外,与电力变换器50同样,作为直接连结模式,能够实现PD模式、aD模式以及bD模式。

[0482] 具体而言,通过在动作模式间切换功率分配比k等,能够在各动作模式间应用图38和图39的共同的控制运算。因此,能够减轻选择性地应用多个动作模式的电力变换器50#的控制中的控制运算负载。并且,由于能够通过电流Ia、Ib的反馈控制来运算升压斩波电路6、7的占空比Da、Db,所以与通过输出电压VH的反馈控制来运算的控制相比,能够迅速地消除所产生的电压偏差 ΔVH 。

[0483] 或者,在PB模式中,如专利文献3所记载的那样,也能够以补偿输出电压VH的电压偏差 ΔVH ($\Delta VH = VH^* - VH$)的方式控制(电压控制)直流电源10a及10b的一方的输出,并且以补偿电流Ia、Ib的电流偏差的方式控制(电流控制)直流电源10a及10b的另一方的输出。

[0484] 此外,在电力变换器50#的PB模式下,由于不产生像电力变换器50的PB模式那样的电流抵消效果,所以PB模式下的转换器损失 P_{1cv} 尤其是在负载功率较大时与电力变换器50相比具有增加的趋势。

[0485] 在实施方式3的电源系统5#中,也与实施方式1同样,利用图18所示的结构,控制动

作模式的选择。

[0486] 在图47中,示出了电源系统5#中的负载要求电压 V_{Hrq} 的电压范围 $VR1 \sim VR2$ 的定义。

[0487] 参照图47,在电源系统5#中,由于不存在串联模式(SD模式和SB模式),所以无需如图16所示地考虑 $(V_a + V_b)$ 作为边界。其结果,负载要求电压 V_{Hrq} 被设定为与图16同样的电压范围 $VR1$ ($V_{Hrq} \leq \max(V_a, V_b)$) 和 $VR2$ ($\max(V_a, V_b) < V_{Hrq} \leq V_{Hmax}$) 中的一个。

[0488] 在图48中,示出了用于对各电压范围内的动作模式的选择进行说明的图表。

[0489] 参照图48,在电力变换器50#中,也与电力变换器50同样,无法将输出电压 V_H 控制为比 $\max(V_a, V_b)$ 低的电压。因此当负载要求电压 V_{Hrq} 在电压范围 $VR1$ 内时,无法使输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致。

[0490] 因此,电压范围 $VR1$ 内的动作模式的选择与实施方式1同样。即,选择aD模式、bD模式以及PD模式作为“可应用的动作模式组”。并且,当 $V_a > V_b$ 时,仅能够应用aD模式,而无法应用bD模式和PD模式。同样,当 $V_b > V_a$ 时,仅能够应用bD模式,而无法应用aD模式和PD模式。这样,在直流电源10a、10b之间的电压差较大的情况下,没有选择效率优先模式的余地,而由模式选择指示信号 MD^* 来指定aD模式或者bD模式。

[0491] 与此相对,在 V_a 与 V_b 的电压差较小而能够视为 $V_a = V_b$ 的情况下,动作模式控制部150从可应用的动作模式组所包含的aD模式、bD模式以及PD模式之中选择动作模式。基本上,在通过直接连结模式而从直流电源10a、10b供给同一总功率 P_H 的情况下,由于电流分散的效果,电力变换器50#中的转换器损失 P_{1cv} 在PD模式中最小。因此,在电压范围 $VR1$ 内,当 $V_a = V_b$ 时,将PD模式选择为效率优先模式。

[0492] 在电压范围 $VR2$ ($V_{Hrq} > \max(V_a, V_b)$) 内,由于需要进行电力变换器50#的升压,所以将属于升压模式的aB模式、bB模式以及PB模式选择作为可应用的动作模式组。另一方面,无法应用aD模式、bD模式以及PD模式。

[0493] 在应用属于升压模式的动作模式时,通过使 $V_H^* = V_{Hrq}$,能够使输出电压 V_H 与负载要求电压 V_{Hrq} 一致。因此,无需在aB模式、bB模式以及PB模式之间比较负载损失 P_{1ld} 。因此,动作模式选择部160能够按照电力变换器50#中的转换器损失 P_{1cv} 的比较,根据负载30的动作状态来选择效率优先模式。例如,在图19的结构中,按照电力变换器50#的特性来构成转换器损失推定部162~164,从而损失比较部168能够对转换器损失推定部162~164分别计算出的转换器损失 P_{1cv} 的推定值进行比较。

[0494] 另外,在各个电压范围 $VR1$ 、 $VR2$ 内,也可进一步考虑直流电源10a、10b的电源损失,在动作模式间比较转换器损失 P_{1cv} 与电源损失之和。

[0495] 在图49中,示出了电源系统5#中的各电压范围内的动作模式的修正的列表。

[0496] 参照图49,如上所述,在电压范围 $VR1$ 内,与电源系统5同样,根据电压 V_a 、 V_b 的关系将aD模式、bD模式或者PD模式选择为效率优先模式。然而,在上述效率优先模式下,即使任一直流电源中的SOC和/或输出功率达到电源制约值,也无法保护该直流电源。因此,动作模式修正部170在任一直流电源中的SOC和/或输出功率达到电源制约值的情况下,以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号 MD^* 。如上述那样,此时,电压指令值 V_H^* 至少设定为比 $\max(V_a, V_b)$ 高。

[0497] 在电压范围 $VR2$ 内,按照总体损失 P_{t1} 的评价,选择效率优先模式。而且,在选择了

aB模式时直流电源10a的SOC和/或输出功率达到电源制约值的情况下、或者在选择了bB模式时直流电源10b的SOC和/或输出功率达到电源制约值的情况下,动作模式修正部170以选择PB模式的方式生成模式选择指示信号MD*。

[0498] 这样,在实施方式3的电源系统5#中,也主要根据负载30的动作状态而使总体损失 P_{t1} 最小的方式选择动作模式,在以此为基本的基础上直流电源的SOC和/或输出功率达到制约值的情况下,能够以避免该直流电源的进一步充放电的方式修正动作模式。其结果,能够以提高系统整体的效率提高并兼顾到保护各直流电源的免于过充电和过放电的保护性的方式,适当地选择电力变换器50#的动作模式。

[0499] 此外,在本实施方式中,示出了在两个直流电源10a、10b与共同的电力线20之间执行DC/DC变换的电力变换器50、50#,但即使针对设置有三个以上的直流电源的结构,也能够同样控制动作模式选择。例如,能够以与n个($n \geq 3$)直流电源分别对应地并列设置升压斩波电路的方式使电力变换器50#扩大。特别是,对于实施方式2中说明的控制结构(图38和图39)而言,也同样能够设定n个($n \geq 3$)直流电源间的功率分配比,并且相对于(n-1)个直流电源执行与限幅器260(图39)同等的功率指令值的限制。通过由限幅器230(图39)和负载功率的限幅器(未图示)进行的总功率指令值 PH^* 的限制,间接地确保针对此时剩余的一个直流电源的功率保护。另外,对于电力变换器50#的结构而言,针对并联配置的转换器,不仅是例示出的升压斩波器,也能够相对于至少一个直流电源代替升压斩波器而应用升降压转换器。

[0500] 并且,确认性地记载了如下方面:负载30只要是通过直流电压 V_H 来动作的设备即可,能够由任意的设备构成。即,在本实施方式中,对以包括电动车辆的行驶用电机的方式构成负载30的例子进行了说明,但是本发明的应用并不限定于这样的情况。

[0501] 应考虑到的是,本次公开的实施方式所有方面均为例示而不受限制。本发明的范围不是由上述说明表示而是由权利要求书表示,并意在包含与权利要求书等同的含义以及范围内的所有变更。

[0502] 附图标记的说明

[0503] 5、5#...电源系统;6、7...升压斩波电路;10a、10b...直流电源;15...布线;20...电力线;21...接地布线;30...负载;32...变换器;35...电动发电机;36...动力传递装置;37...驱动轮;40...控制装置;50、50#...电力变换器;101、102...动作点;110、120...动作区域;111~113...特性线;150...动作模式控制部;160...动作模式选择部;161、165...负载损失推定部;162~164、166、167...转换器损失推定部;168...损失比较部;170...动作模式修正部;171a、171b...内部电阻推定部;172~174、176、177...电源损失推定部;190... V_{Hrq} 设定部;200...电压控制部;210、304、314...偏差运算部;220、306、316...控制运算部;230、230、260、260...限幅器;240...功率分配部;250...循环功率加法部;270...减法部;290...功率管理部;300、310...电流控制部;302、312...电流指令生成部;308、318...加法部;350、351、360、361、370~374...电流路径;400...PWM控制部;410...载波产生部;CH...平滑电容器;CW、CWa、CWb...载波;D1~D8...反并联二极管;Da、Db、Dc...占空比;Dfba、Dfbb...FB控制量;Dffa、Dffb...FF控制量;Ia、Ib...电流(直流电源);Ia*、Ib*...电流指令值;L1、L2...电抗器;MD...模式选择指示信号;MD1...模式选择信号;N1~N3...节点;PH...总功率;PH*...总功率指令值;PHmax、Pamax、Pbmax...功率上限值(放

电);PHmin、Pamin、Pbmin...功率下限值(充电);PL...负载功率;Pa、Pb...输出功率(直流电源);Plcv...转换器损失;Plld...负载损失;Pr...循环功率值;Pt1...总体损失;S1~S8...开关元件;SDa、Sdb、SDc...控制脉冲信号;SG1~SG8...控制信号(开关元件);Ta、Tb...温度(直流电源);VH...输出电压;VH*...电压指令值(输出电压);VHmax...上限电压(输出电压);VHrq...负载要求电压;VR1~VR3...电压范围;Va、Vb...电压(直流电源);k...功率分配比。

动作模式	使用电源	输出电压	S1	S2	S3	S4
PB	10a及10b (并联)	$V_H \rightarrow V_H^*$	PWM控制			
SB	10a及10b (串联)	$V_H \rightarrow V_H^*$	PWM控制			
aB	仅10a	$V_H \rightarrow V_H^*$	PWM控制			
bB	仅10b	$V_H \rightarrow V_H^*$	PWM控制			
PD	10a及10b	$V_H = V_a = V_b$	接通	接通	断开	接通
SD	10a及10b	$V_H = V_a + V_b$	接通	断开	接通	断开
aD	仅10a	$V_H = V_a$ ($V_a > V_b$)	接通	接通	断开	断开
bD	仅10b	$V_H = V_b$ ($V_b > V_a$)	接通	断开	断开	接通

图3

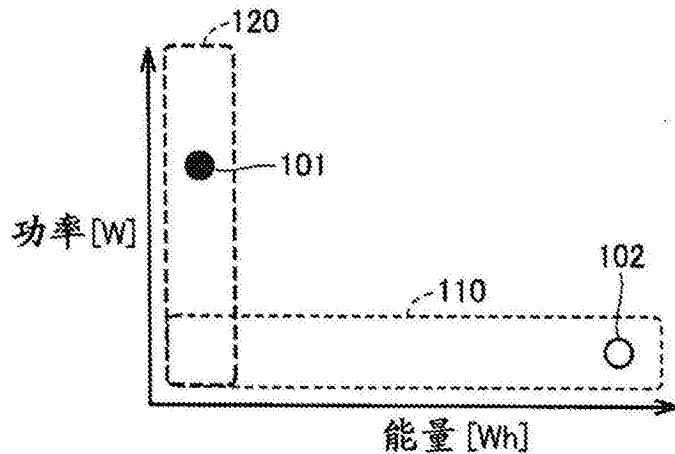


图4

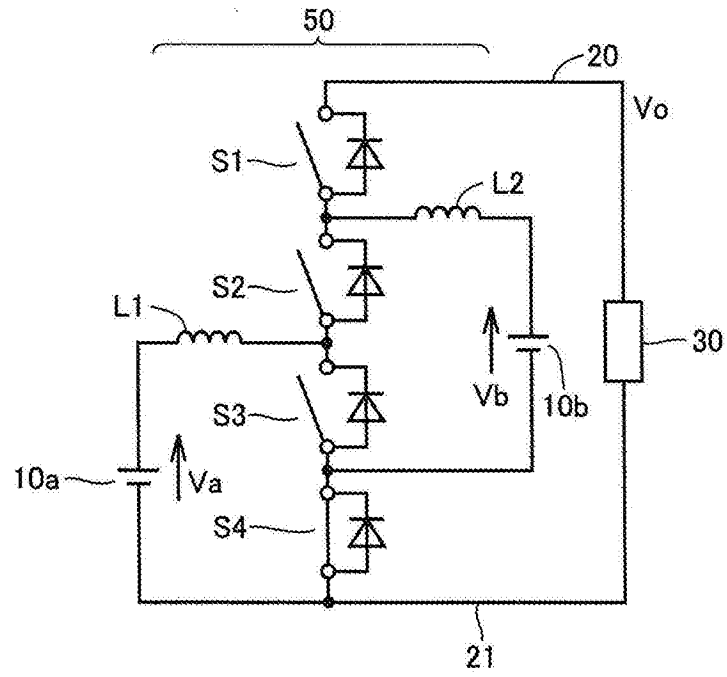


图5A

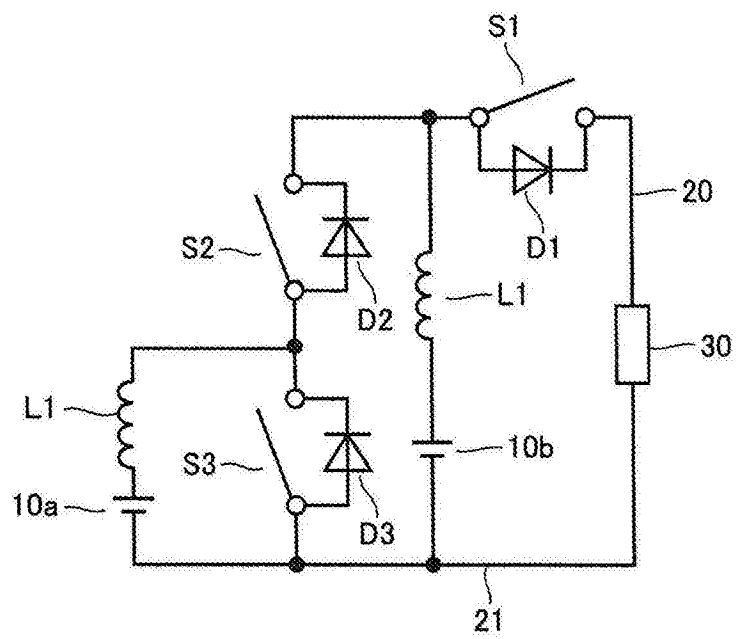


图5B

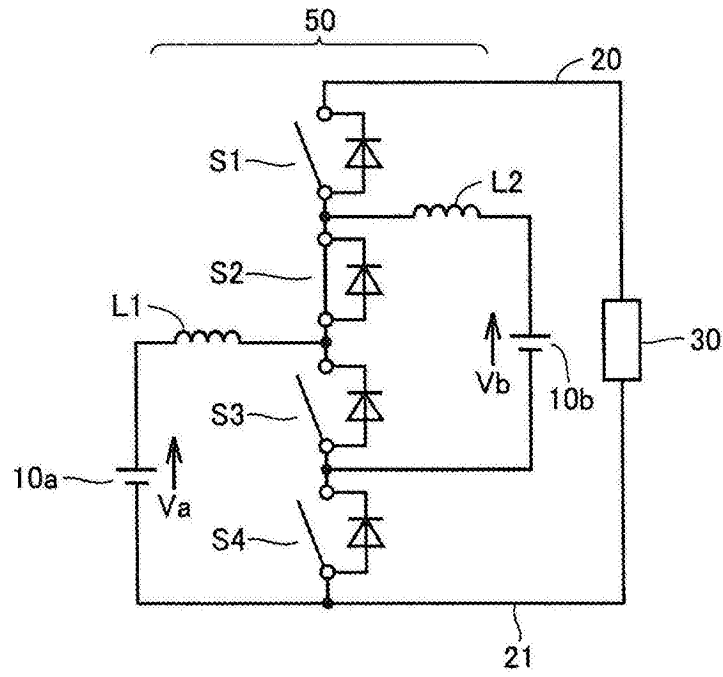


图6A

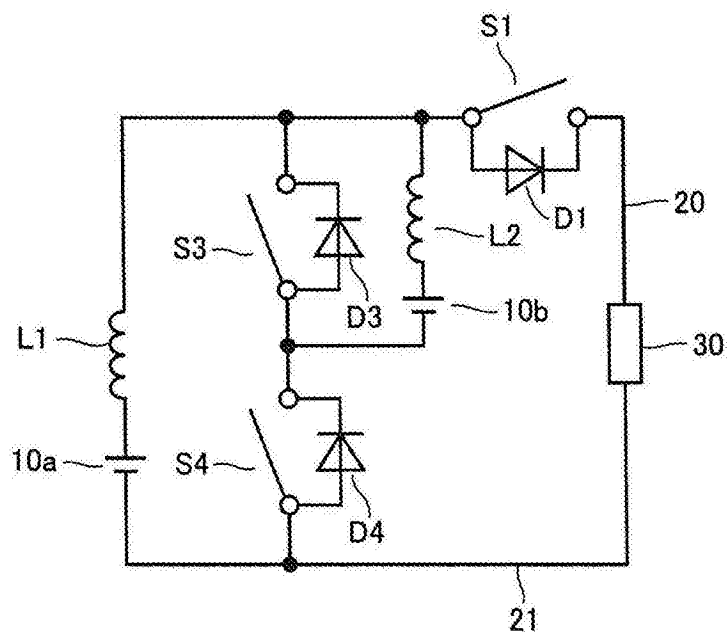


图6B

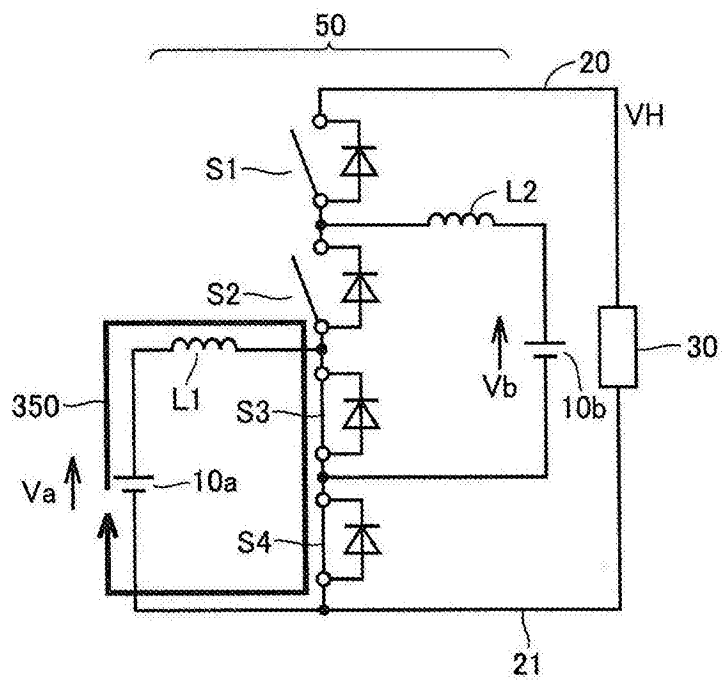


图7A

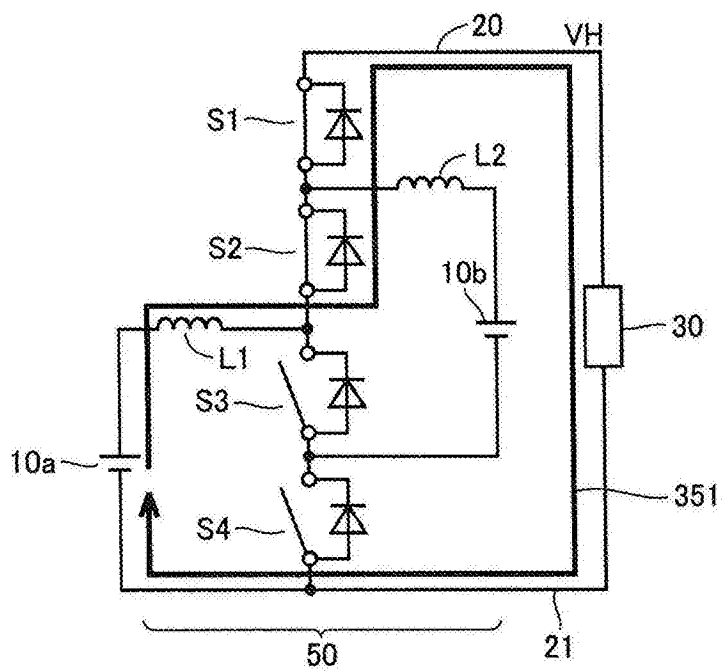


图7B

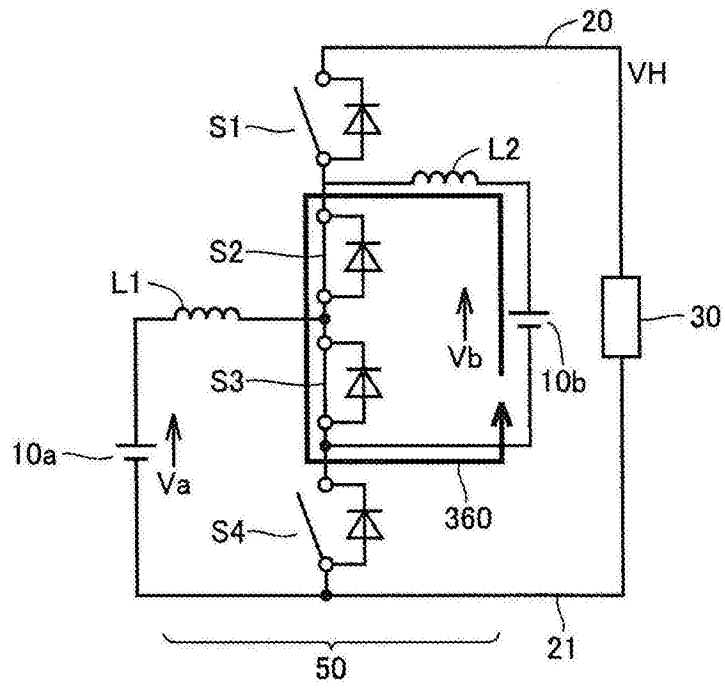


图8A

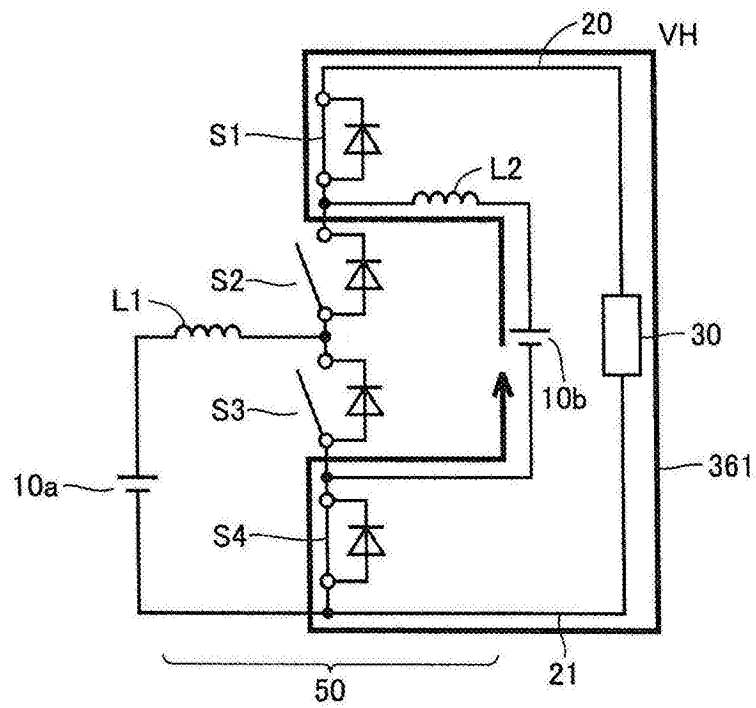


图8B

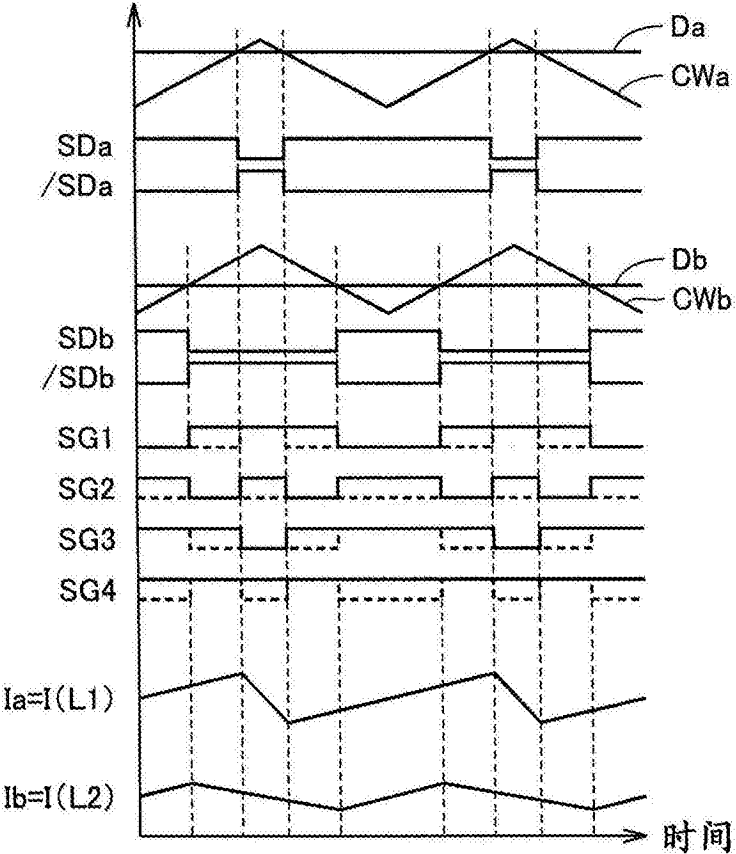


图9

	运算式
SG1	/SDa or /SDb
SG2	/SDa or SDb
SG3	SDa or SDb
SG4	SDa or /SDb

图10

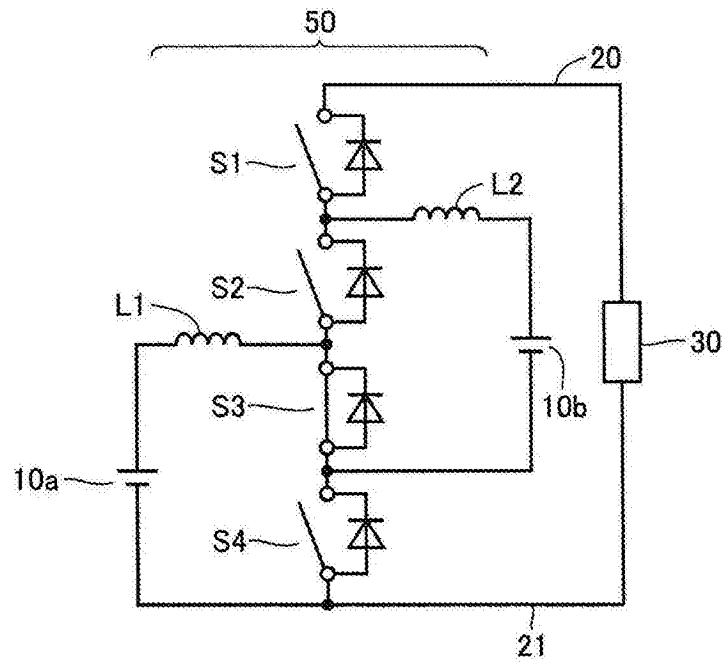


图11A

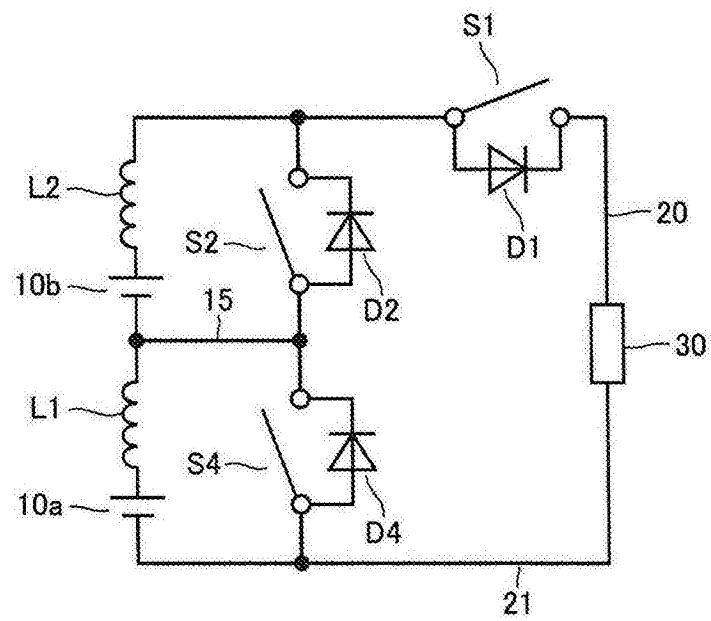


图11B

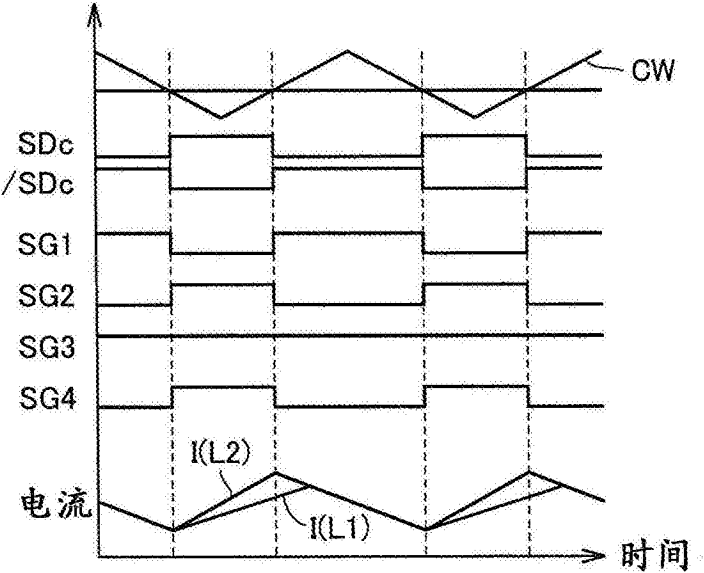


图13

	运算式
SG1	/SDc
SG2	SDc
SG3	H固定
SG4	SDc

图14

动作模式	功率分配比k	VH的可能范围
PB	能够控制	$\max(Va,Vb) \sim VH_{\max}$
SB	$\frac{Va}{Va+Vb}$	$Va+Vb \sim VH_{\max}$
aB	1.0	$\max(Va,Vb) \sim VH_{\max}$
bB	0	$\max(Va,Vb) \sim VH_{\max}$
PD	$\frac{Rb}{Ra+Rb}$	$=Va(=Vb)$
SD	$\frac{Va}{Va+Vb}$	$=Va+Vb$
aD	1.0	$=Va$
bD	0	$=Vb$

图15

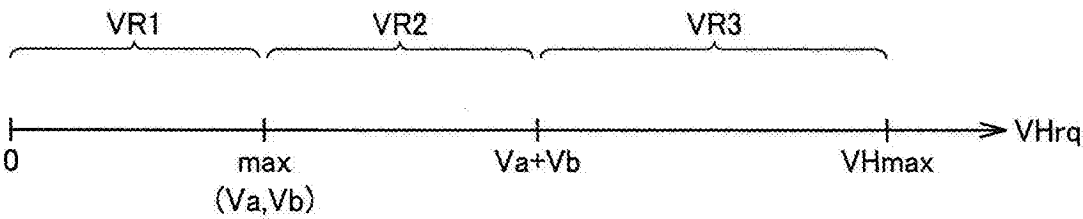


图16

电压范围	VR1	VR2	VR3
可应用的 动作模式组	aD,bD,PD ($Va > Vb \rightarrow aD$ のみ) ($Vb > Va \rightarrow bD$ のみ)	aB bB PB SD	PB SB aB bB
MDI	PD ($Va = Vb$)	总体 损失评价 (图19)	SB或者 总体损失 评价 (图50)

图17

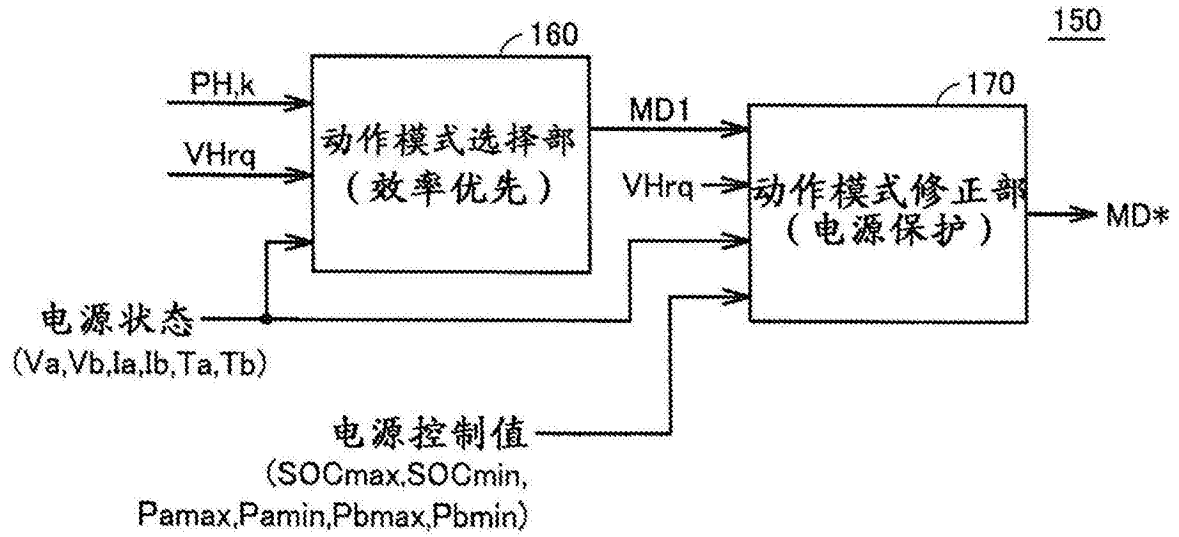


图18

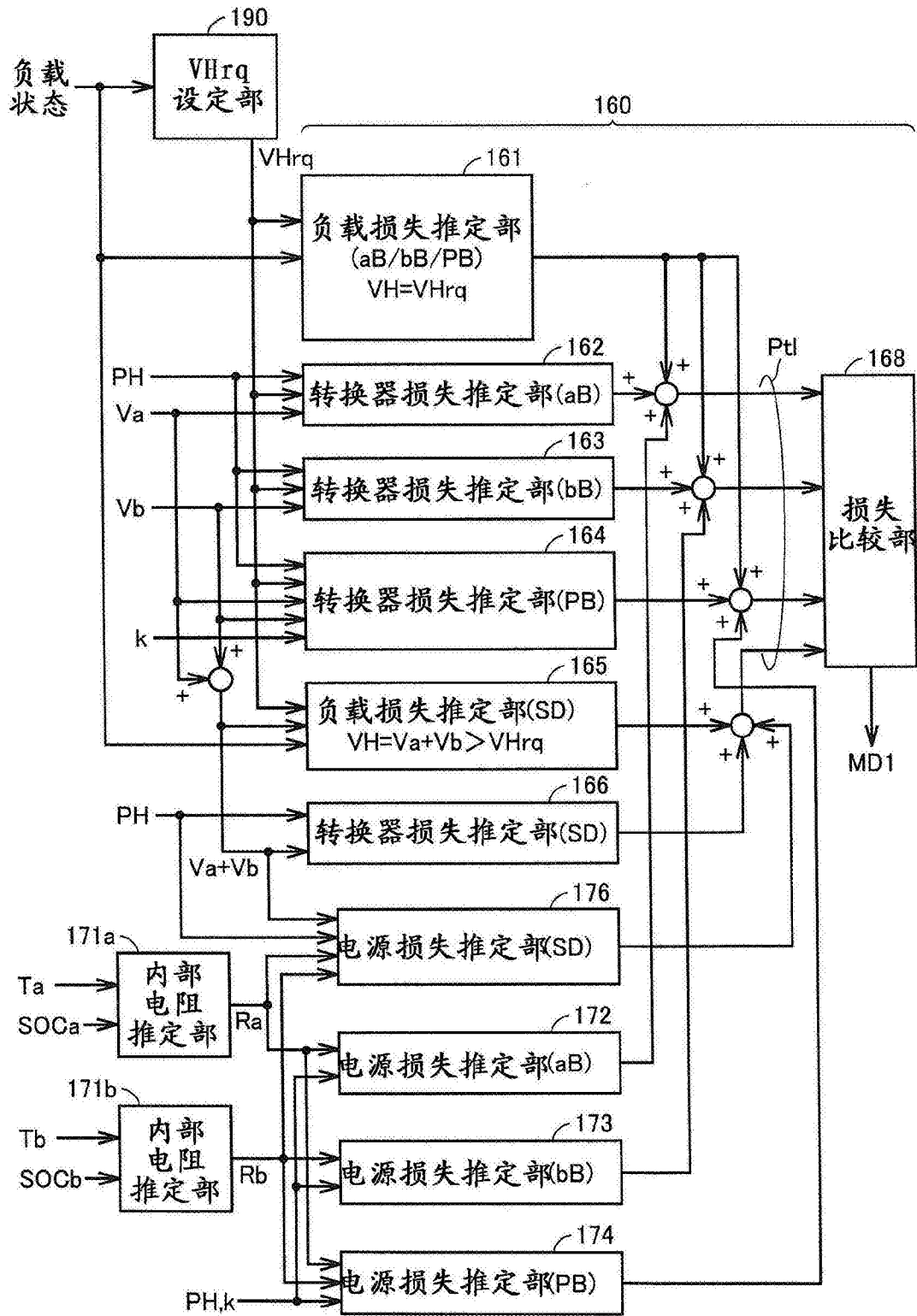


图19

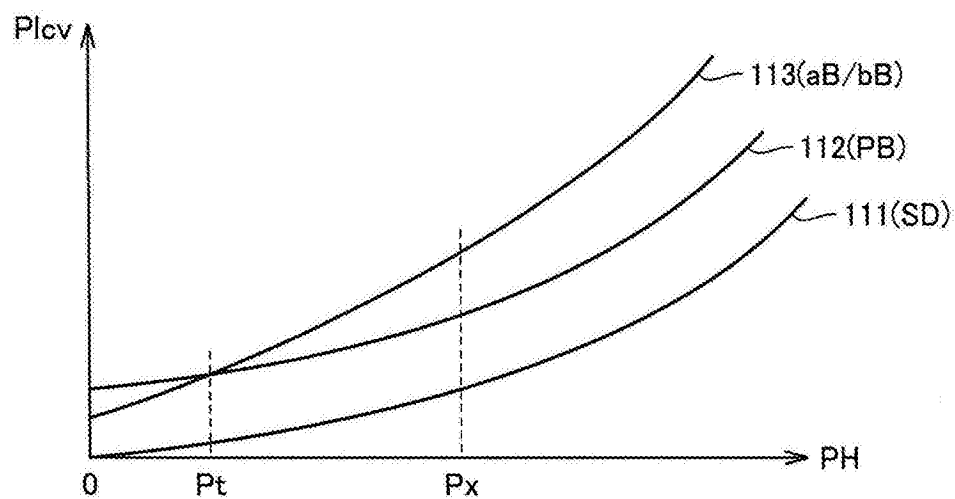


图20

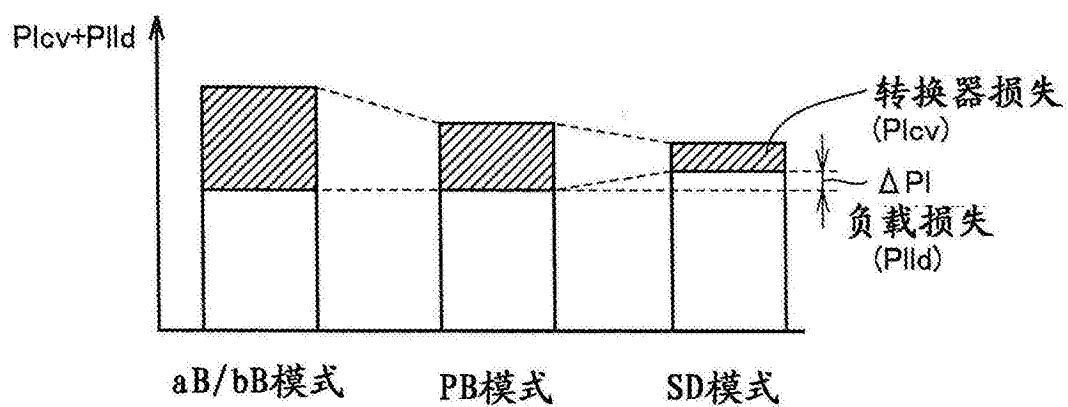


图21

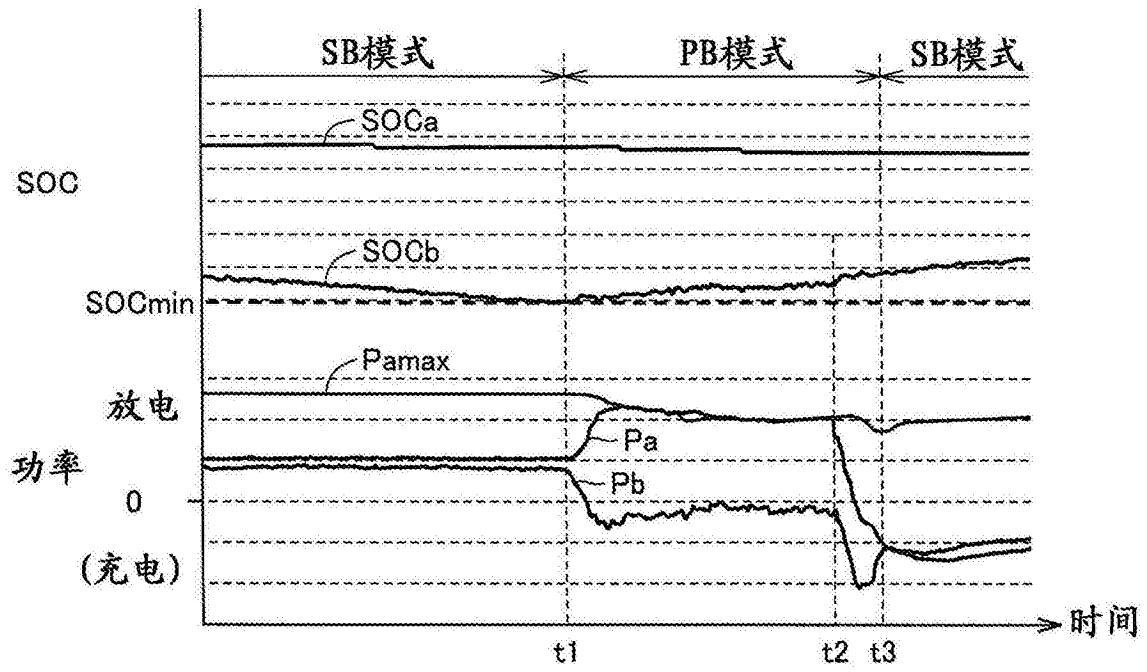


图22

电压范围	MD1	MD*
VR1	aD,bD,PD → PB	
VR2	aB,bB → PB	
	SD → PB	
VR3	SB → PB	

图23

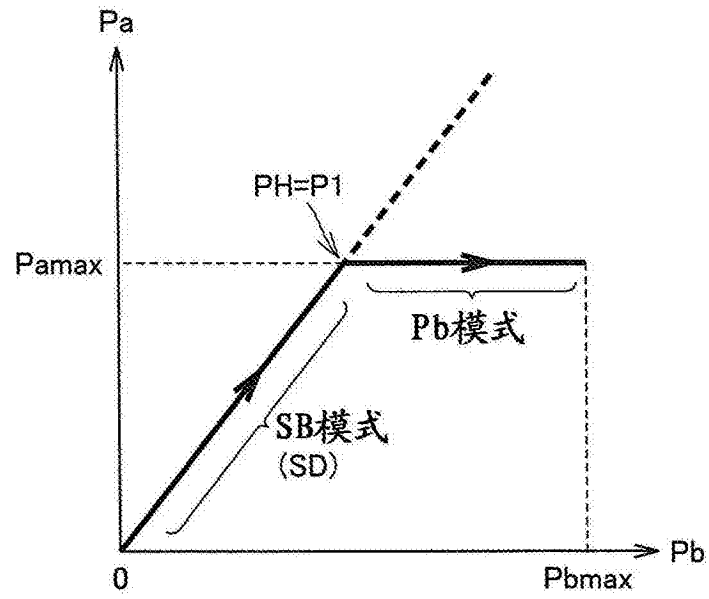


图24

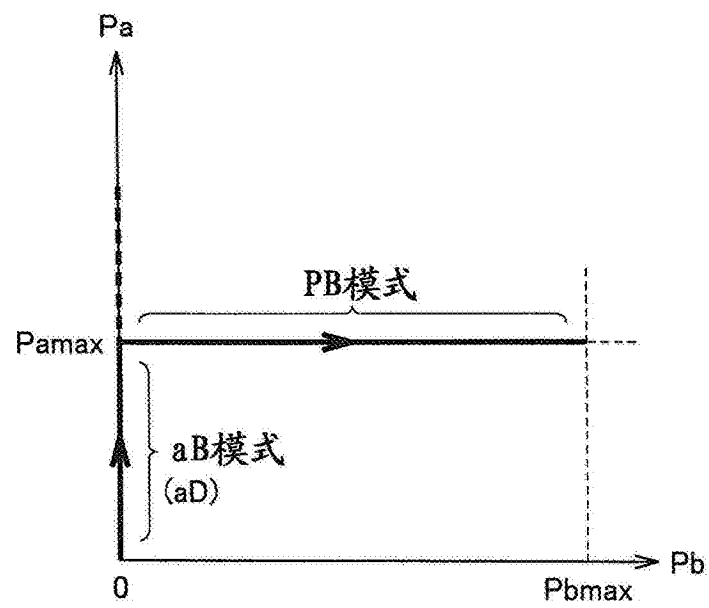


图25

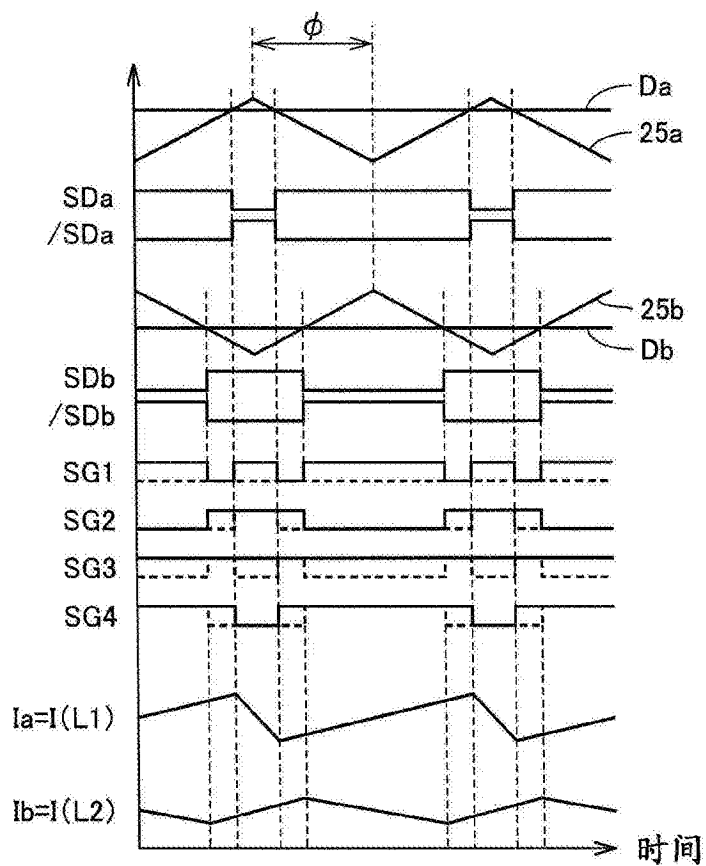


图26

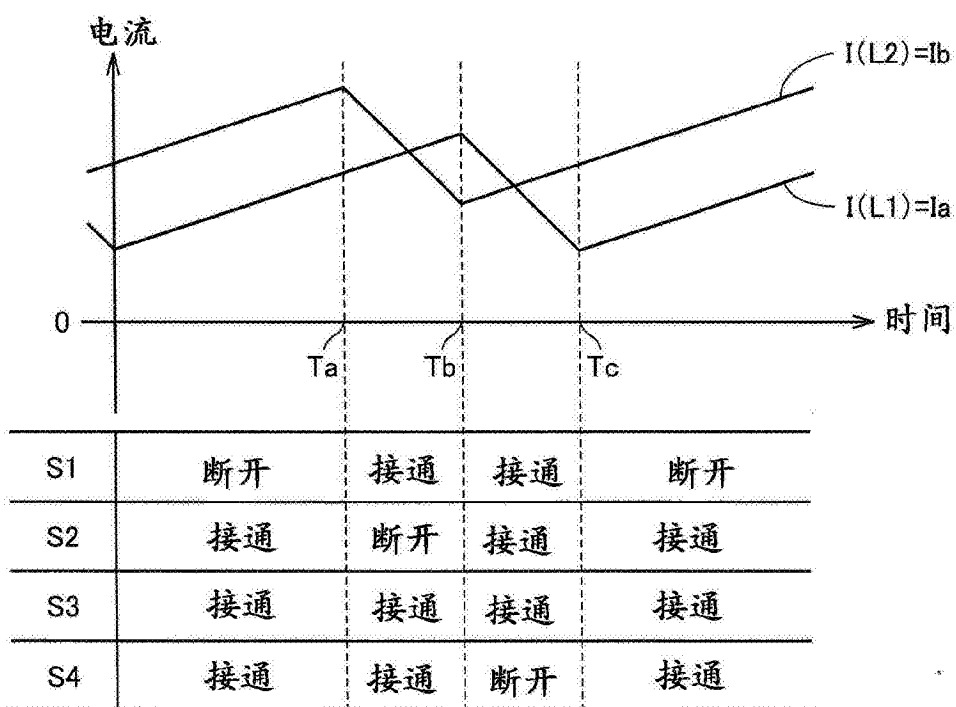


图27

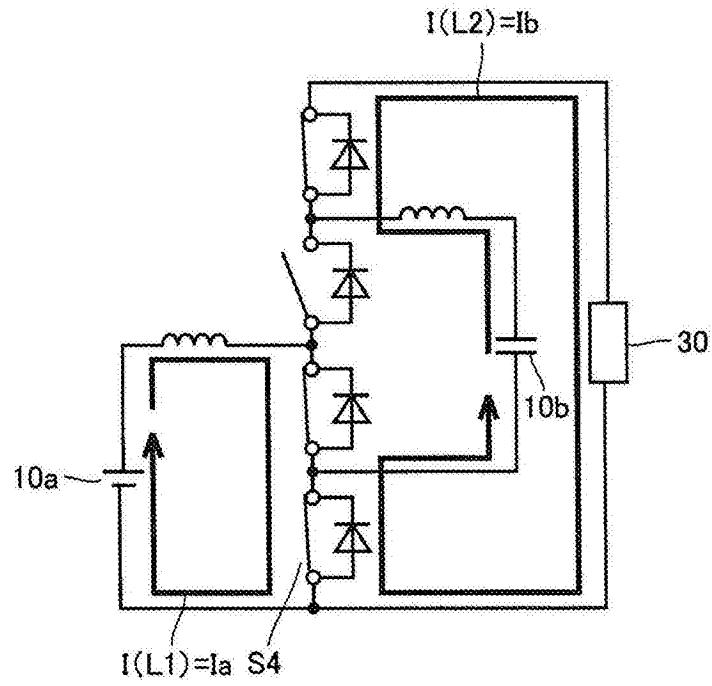


图28A

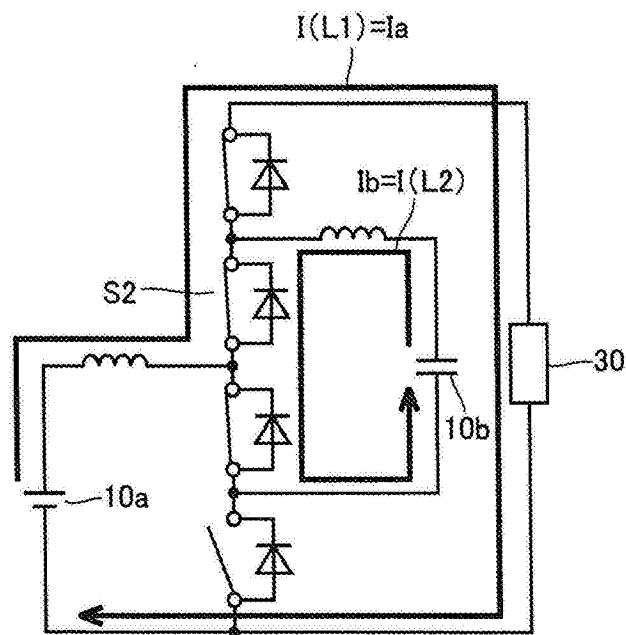


图28B

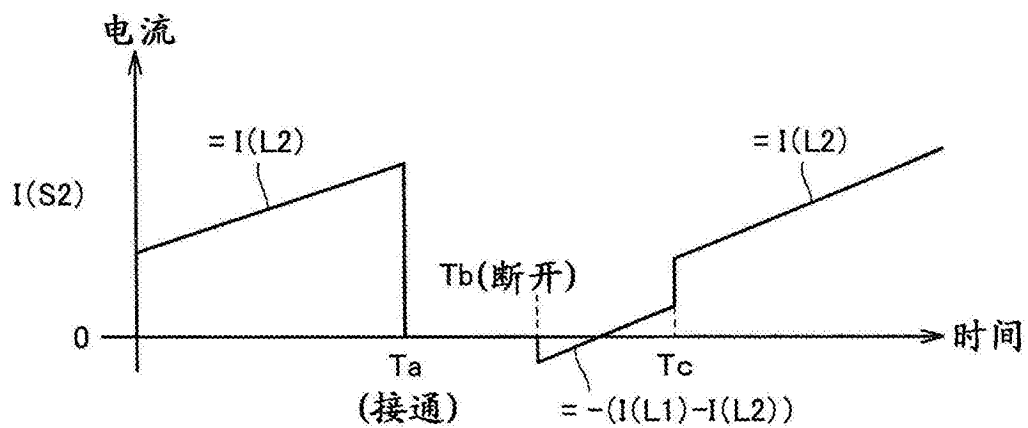


图29A

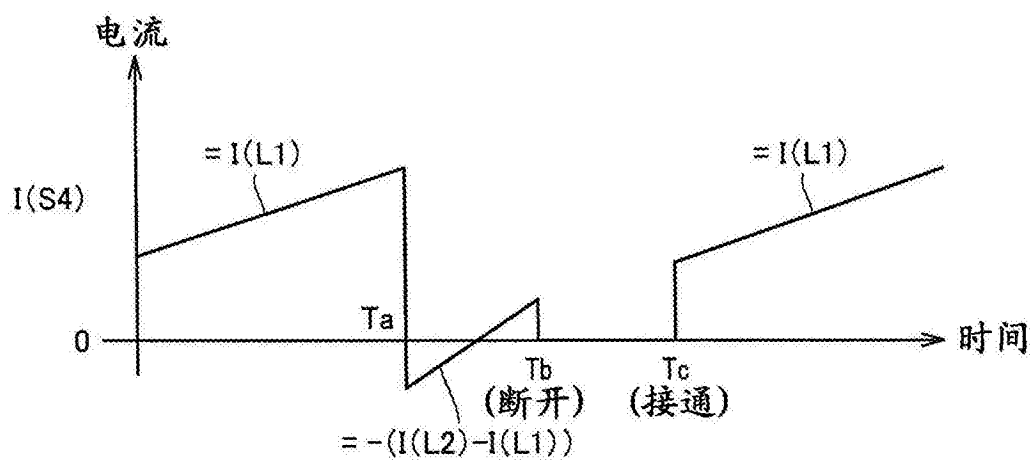


图29B

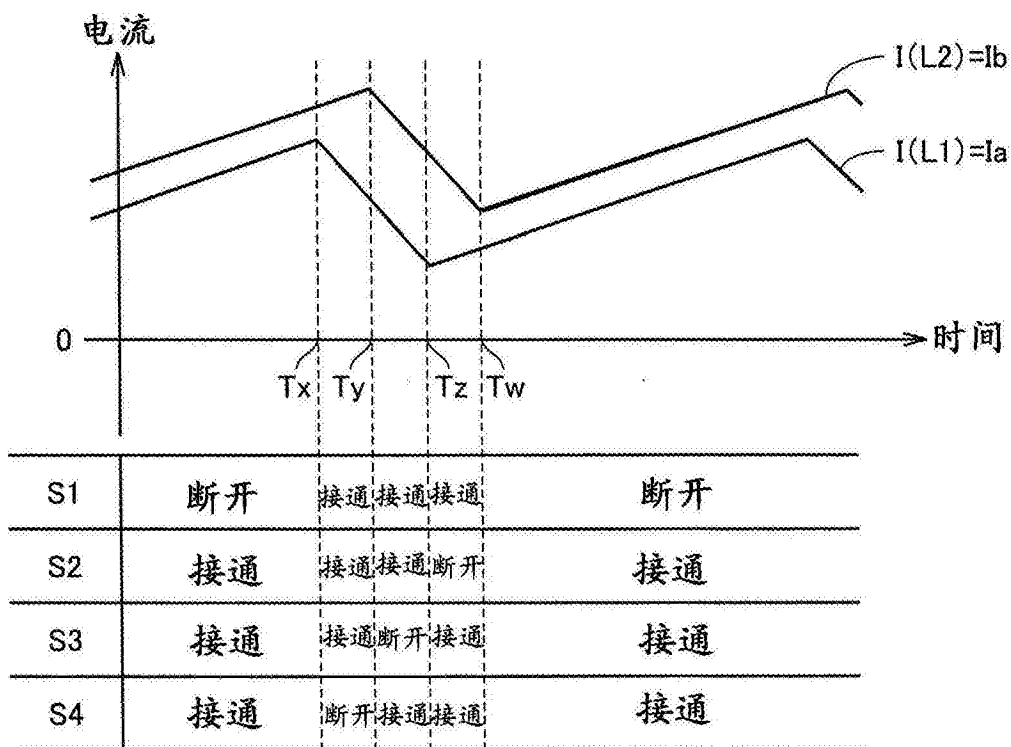


图30

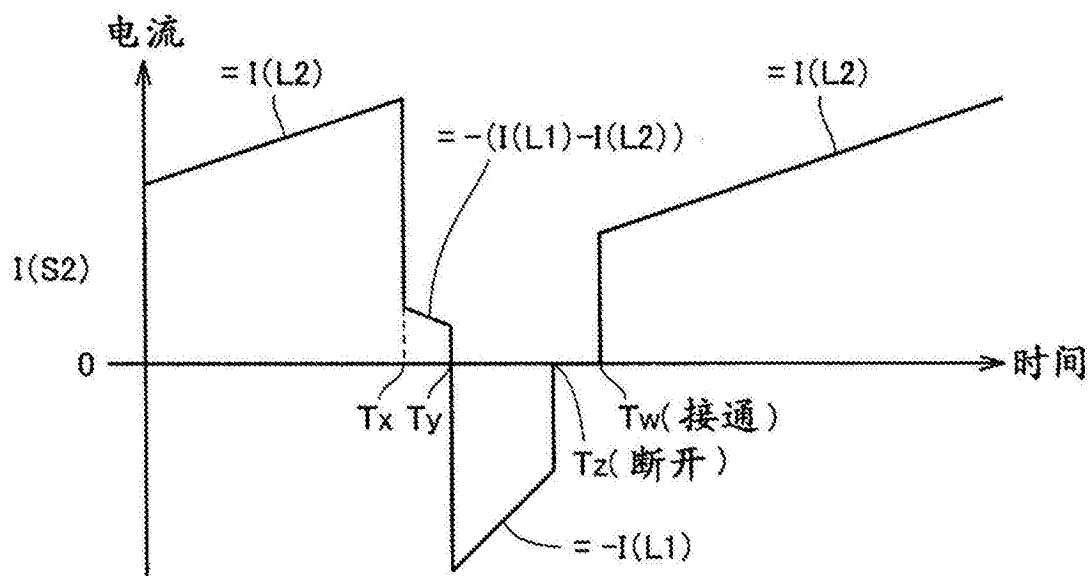


图31A

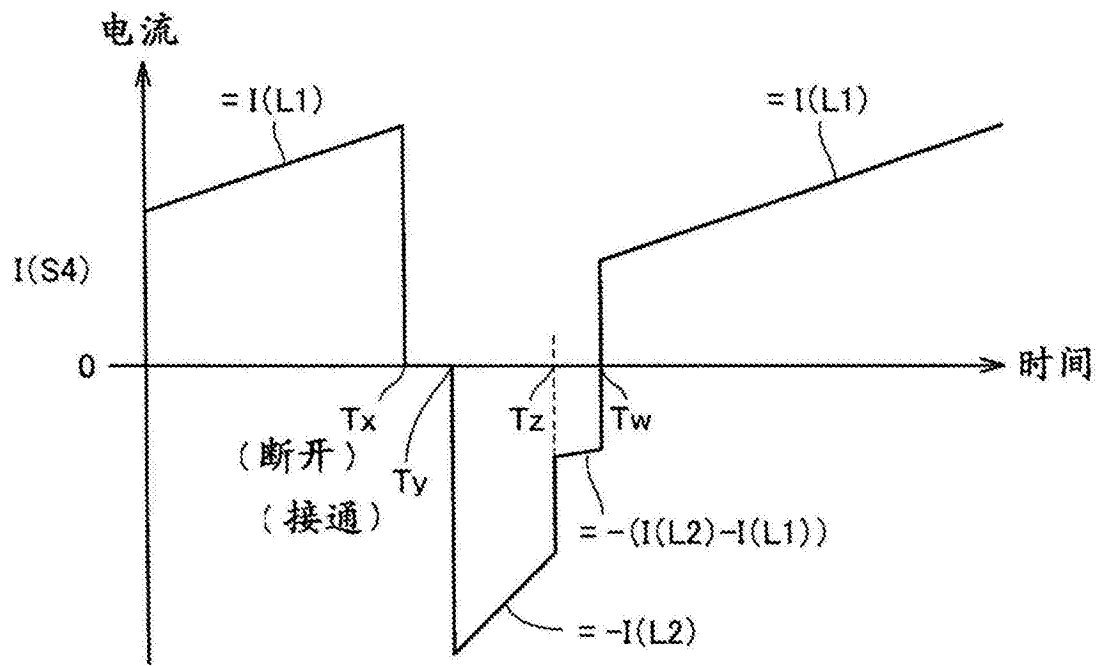


图31B

动作状态	直流电源10a的状态- 直流电源10b的状态	$I(L1)$ 、 $I(L2)$ 的波形	接通损失降低	断开损失降低	导通损失降低	导通损失降低
A	动力运行-动力运行		在Tb时为S2	在Tb时为S4	在Ta~Tb时为S4	在Ta~Tb时为S4在Tb~Tc时为S2
B	再生-再生		在Tb时为S4	在Tb时为S2	在Ta~Tb时为S2	在Ta~Tb时为S2在Tb~Tc时为S4
C	再生-动力运行		在Ta时为S3	在Ta时为S1	在Ta~Tb时为S1	在Ta~Tb时为S1在Tc~Ta时为S3
D	动力运行-再生		在Tc时为S1	在Tc时为S3	在Tb~Tc时为S1	在Tb~Tc时为S1在Tc~Ta时为S3

图32

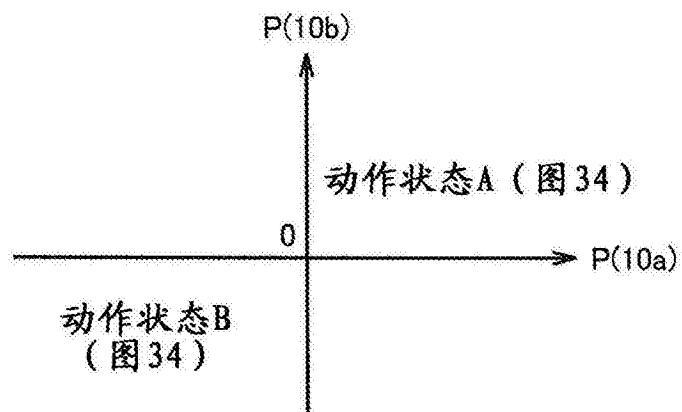


图33

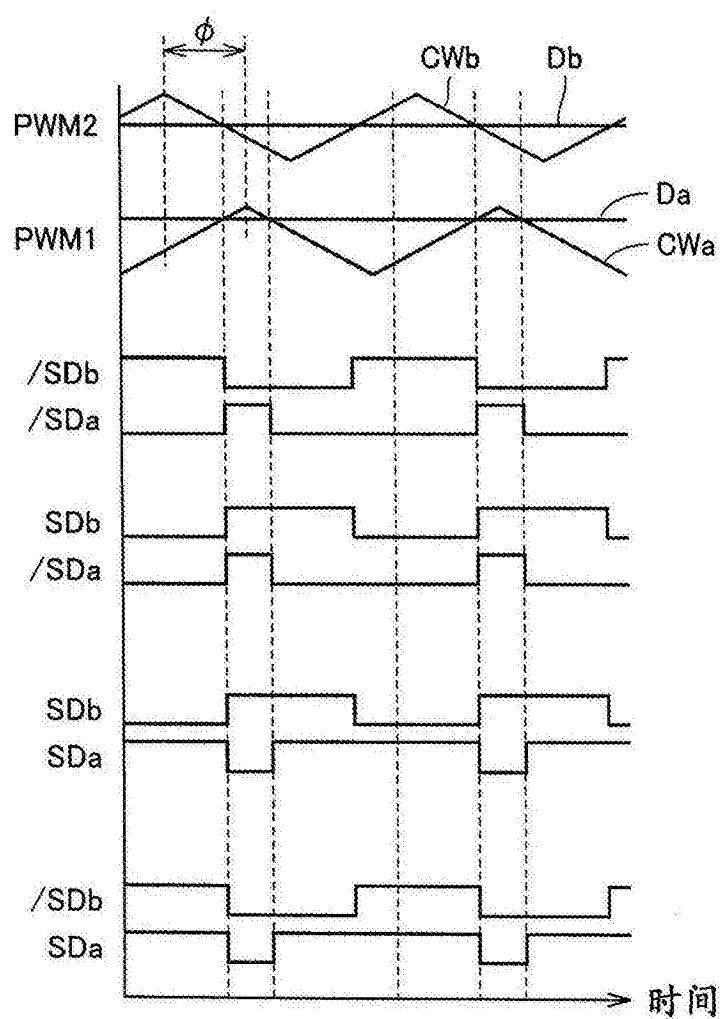


图34

	PB模式	SB模式
SG1	/SDa or /SDb	/SDc→/SDa or /SDb
SG2	/SDa or SDb	SDc→SDa and SDb
SG3	SDa or SDb	H固定→SDa or SDb
SG4	SDa or /SDb	SDc→SDa and SDb

图35

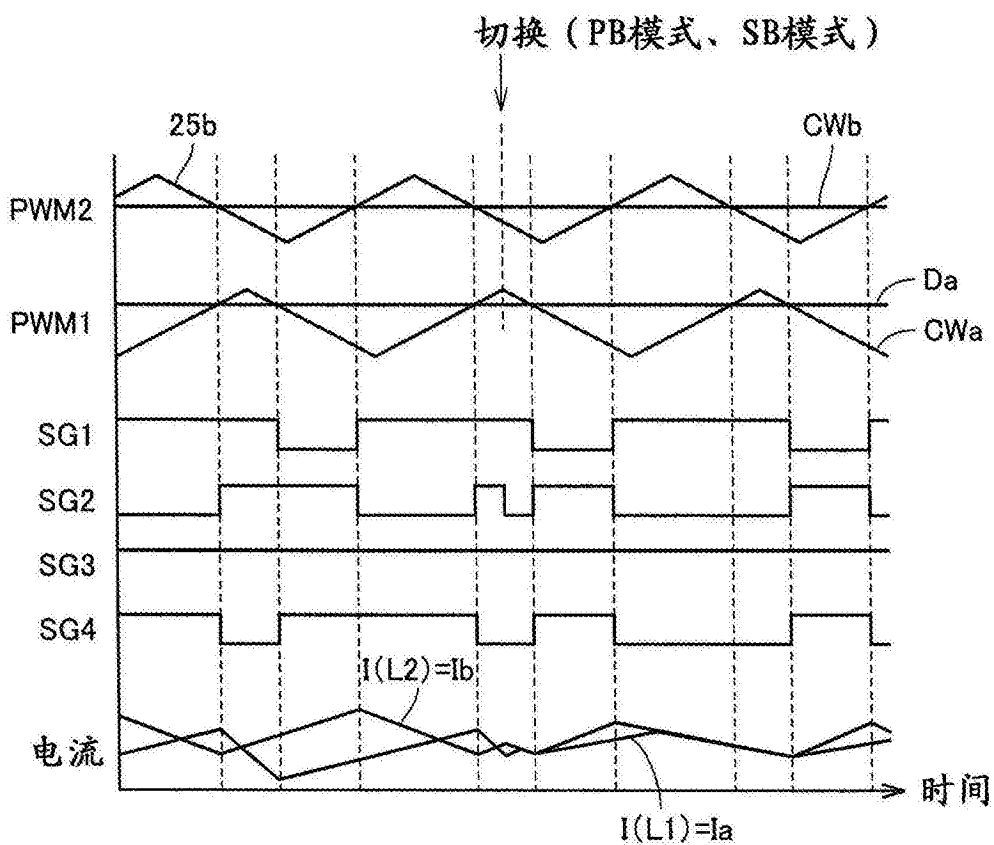


图36

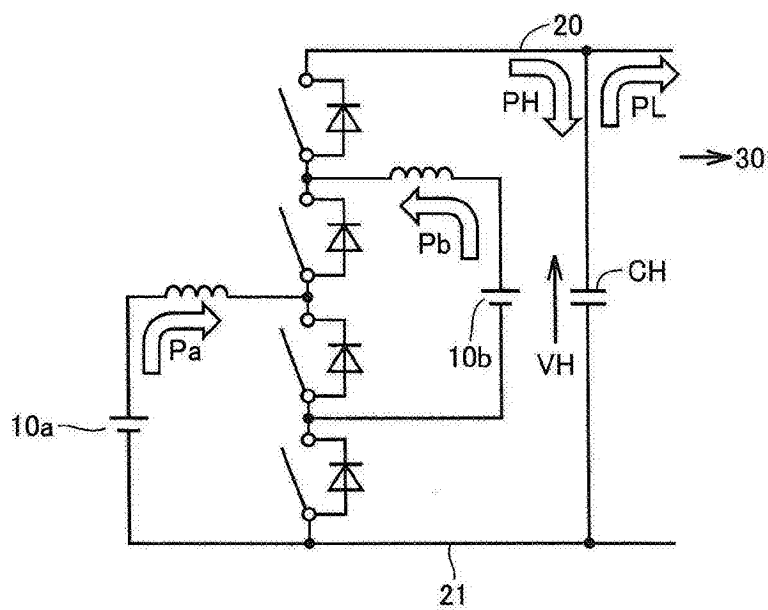


图37

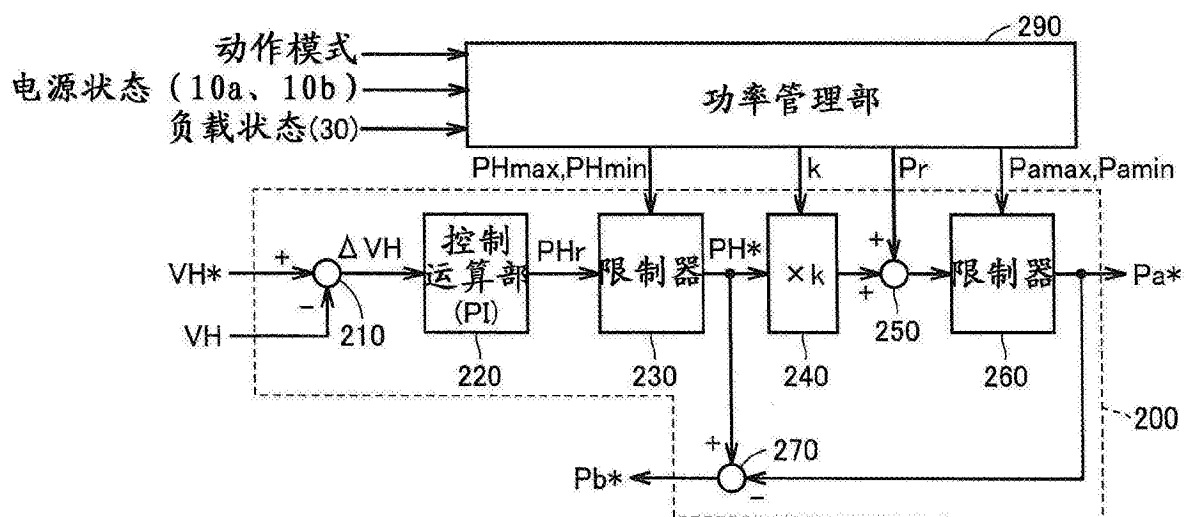


图38

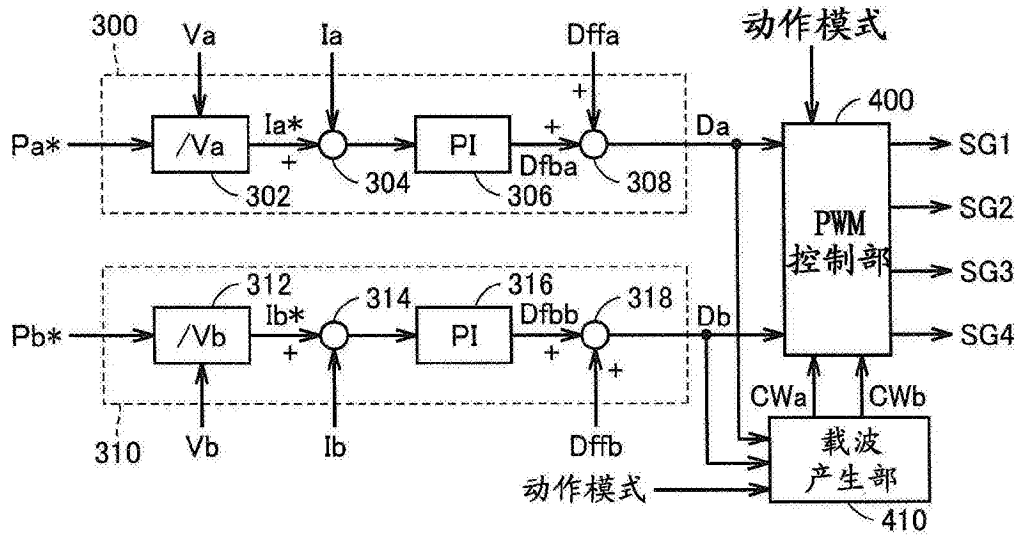


图39

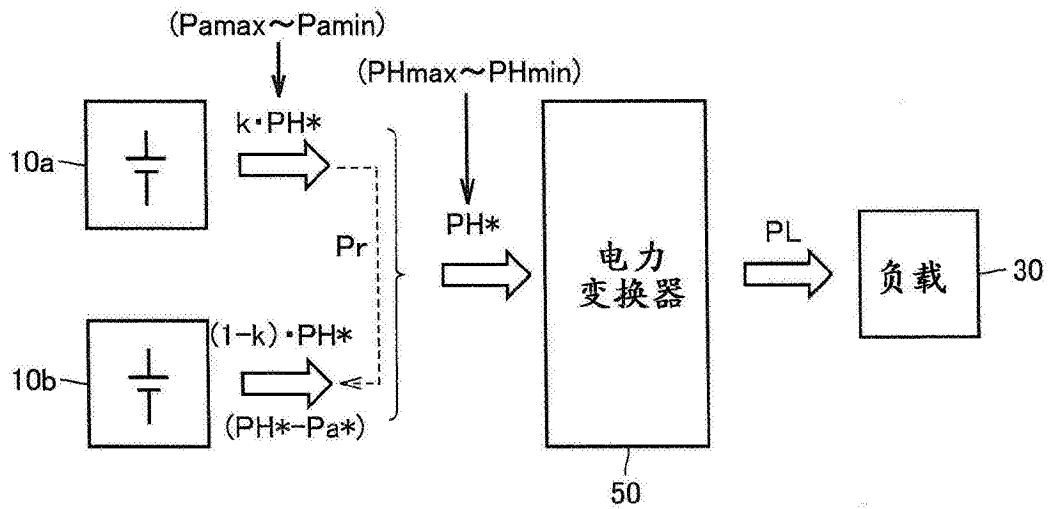


图40

模式	k	Pr	电流FB控制	S1~S4
PB	$0 \leq k \leq 1.0$	任意	Ia、Ib双方	图10
aB	1.0	0	仅Ia	S1,S2 /SDa S3,S4 SDa
bB	0	0	仅Ib	S1,S4 /SDb S2,S3 SDb
SB	$V_a/(V_a+V_b)$	0	仅Ia、Ib的一方	图37

图41

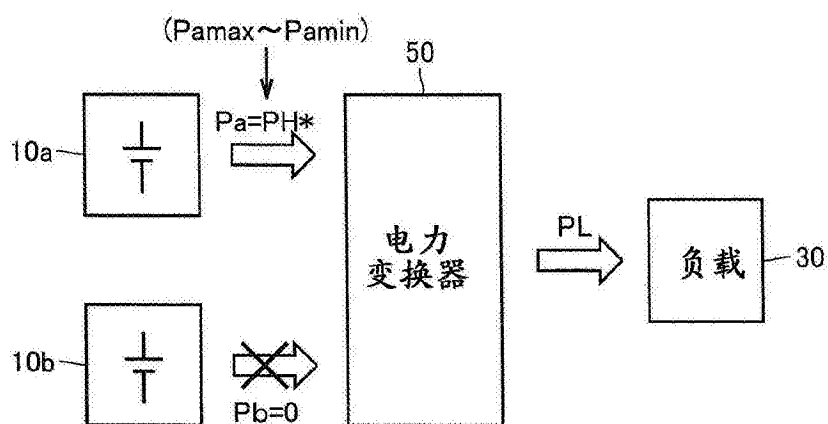


图42

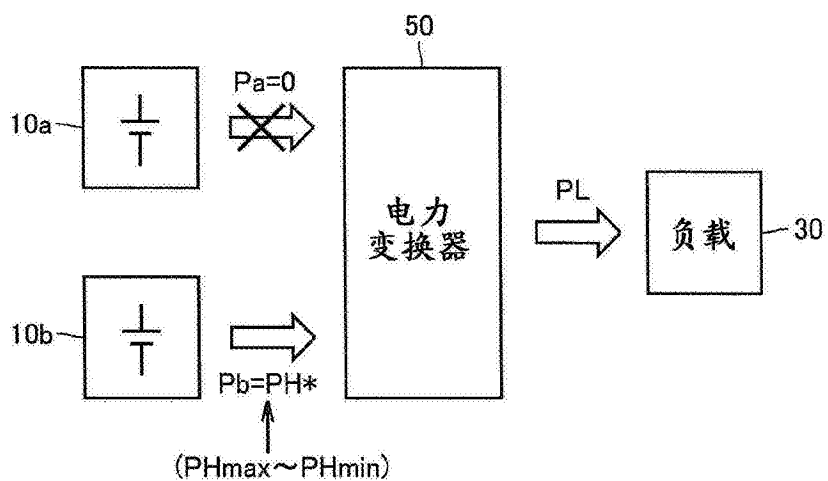


图43

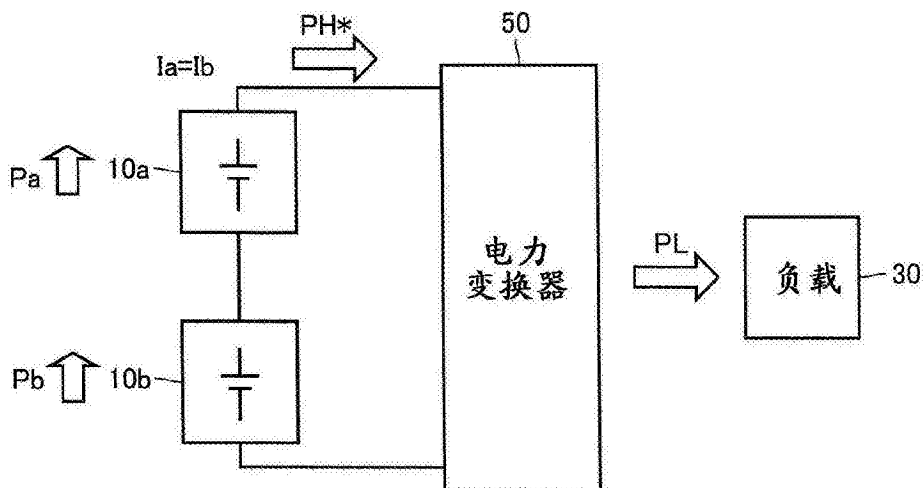


图44

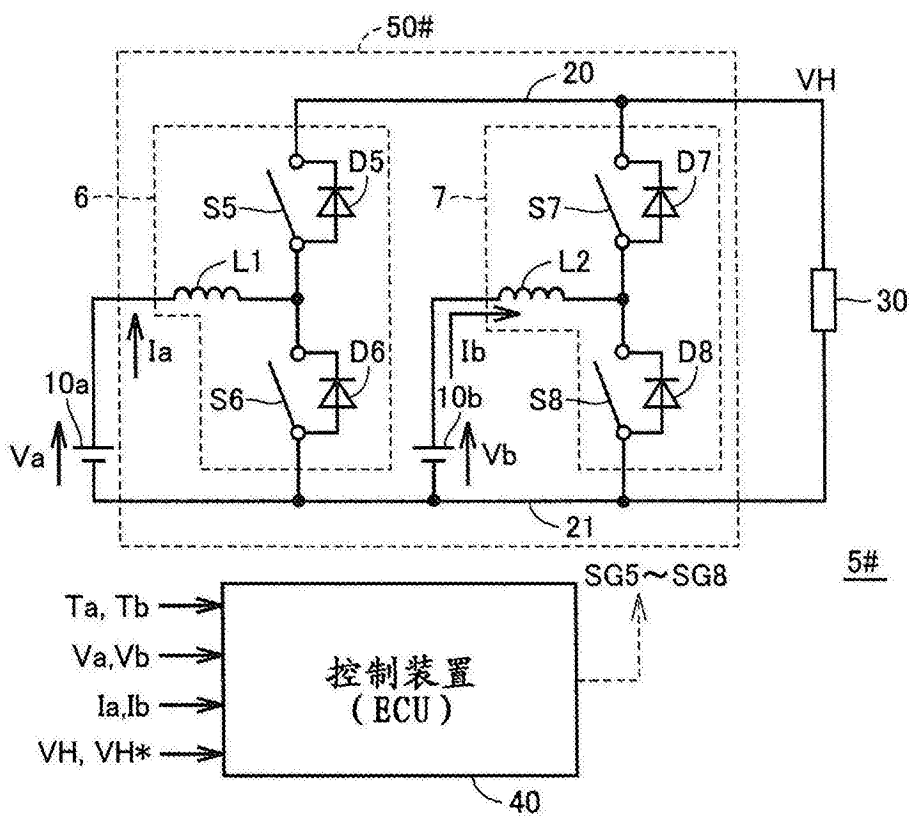


图45

模式	使用电源	输出电压	电流FB控制	k	Pr	S5	S6	S7	S8
PB	10a以及10b (并联)	VH→VH*	Ia、Ib双方	$0 \leq k \leq 1.0$	任意	SDa	SDa	SDb	SDb
aB	仅10a	VH→VH*	仅Ia	1.0	0	SDa	SDa	断开	断开
bB	仅10b	VH→VH*	仅Ib	0	0	断开	断开	SDb	SDb
PD	10a以及10b (并联)	VH=Va=Vb	—	—	0	接通	断开	接通	断开
aD	仅10a	VH=Va(>Vb)	—	—	0	接通	断开	断开	断开
bD	仅10b	VH=Vb(>Va)	—	—	0	断开	断开	接通	断开

图46

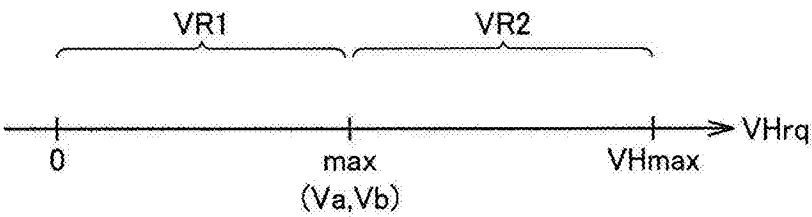


图47

电压范围	VR1	VR2
可应用的 模式	aD,bD,PD ($Va > Vb \rightarrow aD$ のみ) ($Vb > Va \rightarrow bD$ のみ)	aB bB PB
MD1	PD ($Va = Vb$)	损失评价

图48

电压范围	MD1	MD*
VR1	$aD, bD \rightarrow PB$	
VR2	$aB, bB \rightarrow PB$	

图49

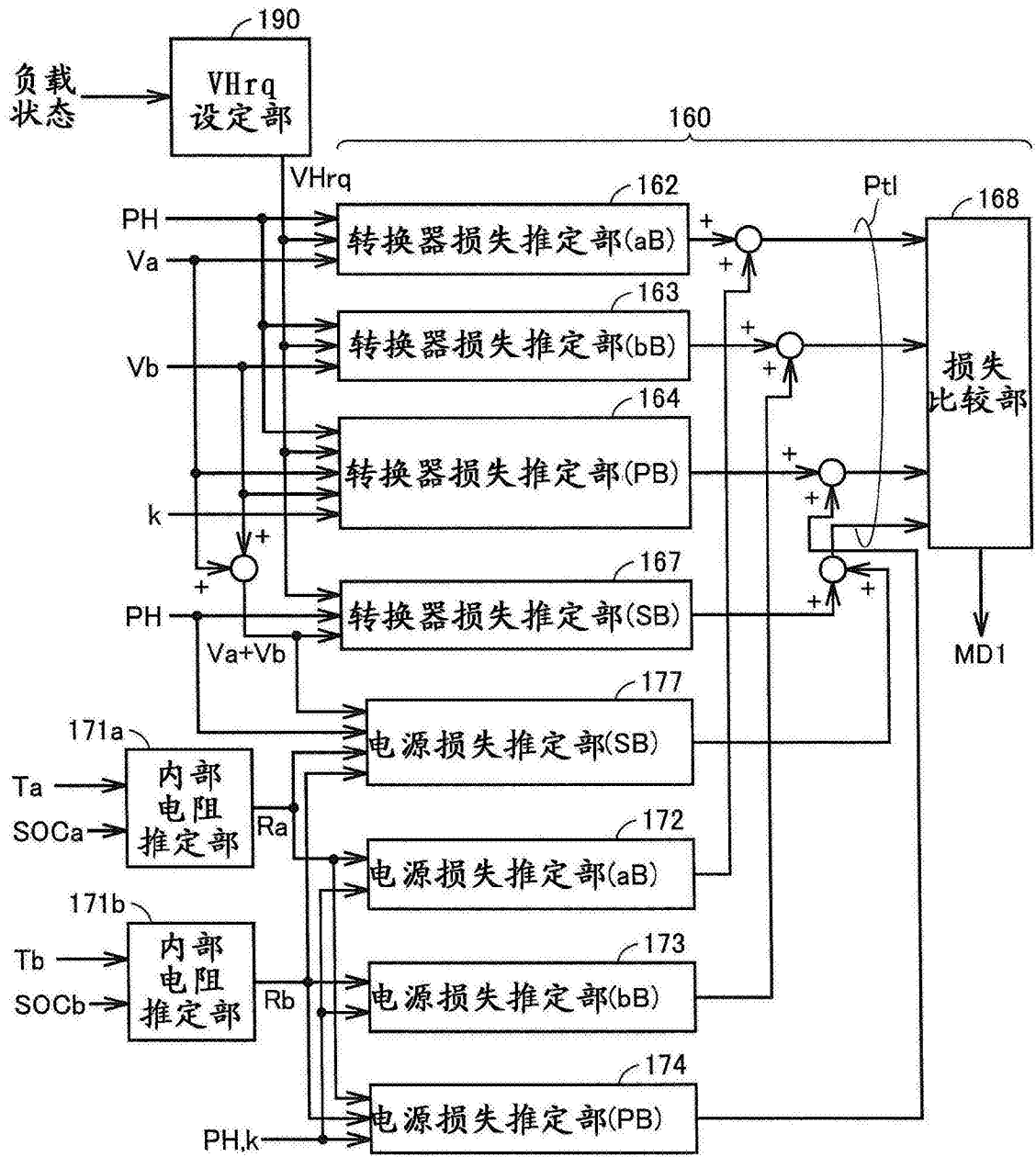


图50

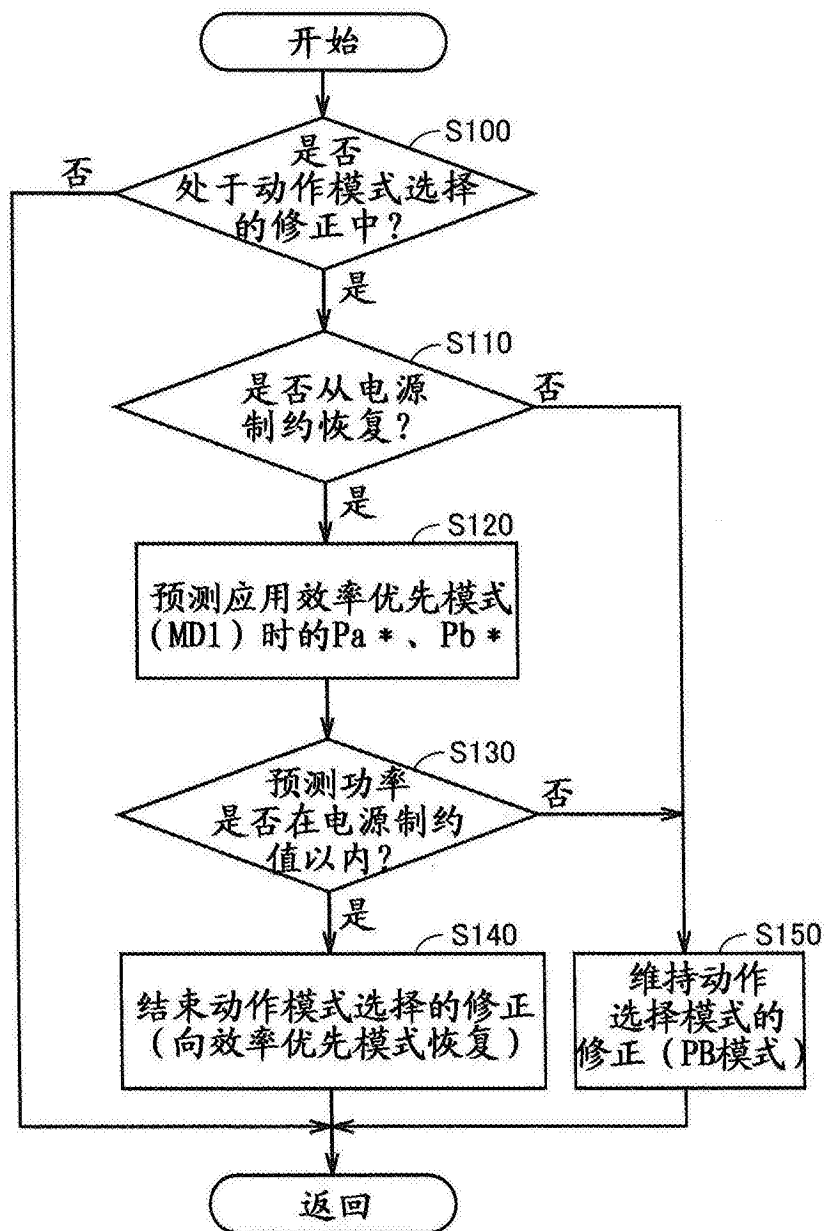


图51