



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107155388 B

(45)授权公告日 2019.06.11

(21)申请号 201480082665.X

(22)申请日 2014.12.19

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107155388 A

(43)申请公布日 2017.09.12

(30)优先权数据
2014-212899 2014.10.17 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2017.04.14

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2014/083731 2014.12.19

(87)PCT国际申请的公布数据
W02016/059734 JA 2016.04.21

(73)专利权人 住友电气工业株式会社

地址 日本大阪府大阪市

(72)发明人 绫井直树 奥村俊明 秋田哲男
阿比留健志

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

代理人 李兰 孙志湧

(51)Int.Cl.

H02M 7/48(2006.01)

H02M 3/155(2006.01)

审查员 刘中芳

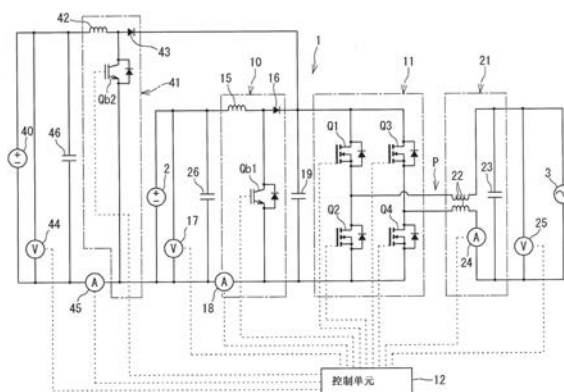
权利要求书2页 说明书27页 附图20页

(54)发明名称

转换装置

(57)摘要

一种转换装置将来自多个DC电源的DC电力转换成AC电力并将AC电力提供至负载。转换装置包括：包括AC电抗器和第一电容器的滤波器电路；通过滤波器电路连接至负载的DC/AC逆变器；提供在相应的多个DC电源和DC/AC逆变器之间的DC/DC转换器；提供在DC/AC逆变器和DC/DC转换器之间的第二电容器；以及被配置为基于AC电力的电压，由于流过AC电抗器的电流及其阻抗而造成的电压变化，相应地流过第一电容器和第二电容器的无功电流，以及各个DC电力的电压对各个DC/DC转换器设定电流目标值以由此与AC电力的电流同步的控制单元。



1. 一种转换装置,所述转换装置将来自多个DC电源的DC电力转换成AC电力,并且将所述AC电力提供至负载,所述转换装置包括:

滤波器电路,所述滤波器电路连接至所述负载,并且包括AC电抗器和第一电容器;

DC/AC逆变器,所述DC/AC逆变器经由所述滤波器电路连接至所述负载;

作为整体的多个DC/DC转换器,所述多个DC/DC转换器设置在所述多个DC电源中的每个DC电源和所述DC/AC逆变器之间;

第二电容器,所述第二电容器设置在所述DC/AC逆变器和所述多个DC/DC转换器之间;以及

控制单元,所述控制单元被配置为基于所述AC电力的电压、由于流过所述AC电抗器的电流及所述AC电抗器的阻抗引起的电压变化、分别流过所述第一电容器和所述第二电容器的无功电流、以及每个DC电力的电压,为所述多个DC/DC转换器中的每个设定电流目标值,以由此与所述AC电力的电流同步,

其中所述多个DC电源包括太阳能电池阵列和蓄电池中的至少一个,以及

所述控制单元基于所述电流目标值来设定将分配给各个DC/DC转换器的电流目标值,由此使作为所述太阳能电池阵列的所述DC电源执行对应的输出,并且使作为所述蓄电池的所述DC电源相应地被充电或放电。

2. 根据权利要求1所述的转换装置,其中

在对应于所述多个DC电源中的每个的数字是 i ,从每个DC电源至所述负载的输出电流的目标值是 $I_{a.i}^*$,所述第一电容器的电容是 C_a ,所述AC电力的电压值是 V_a ,基于所述多个DC电源中的每个的电压是 $V_{DC.i}$,并且拉普拉斯算子是 s 的情况下,所述控制单元将所述滤波器电路和所述DC/AC逆变器之间的电路连接点处的所述DC/AC逆变器的AC输出电流目标值 I_{inv}^* 设定为:通过将流过所述第一电容器的无功电流与 $I_{a.i}^*$ 的和相加来获得的值,其中, $i=1,2,\dots$,

在所述AC电抗器的阻抗是 Z_a 的情况下,所述控制单元将所述电路连接点处的所述DC/AC逆变器的AC输出电压目标值 V_{inv}^* 设定为:

$$V_{inv}^* = V_a + Z_a I_{inv}^*,$$

所述控制单元将所述DC/AC逆变器的AC输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值和所述电压 $V_{DC.i}$ 中的较大的一个设定为所述DC/DC转换器的输出电压目标值 V_{o}^* ,以及

在所述第二电容器的电容是 C 的情况下,所述控制单元将所述DC/DC转换器的电流目标值 $I_{in.i}^*$ 设定为:

$$I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* + K_i \{ (sC_a V_a) V_{inv}^* + (sC V_{o}^*) \times V_{o}^* \}] / V_{DC.i}$$

其中, K_i 是满足 $\sum K_i = 1$ 的给定的常数组。

3. 根据权利要求1或2所述的转换装置,其中

所述多个DC/DC转换器每个都包括DC电抗器,以及

从每个DC电源的电压 $V_{g.i}$ 减去由于流过每个DC电抗器的电流及每个DC电抗器的阻抗引起的电压变化而获得的电压,被用作每个DC电力的电压或电压 $V_{DC.i}$ 。

4. 根据权利要求1或2所述的转换装置,其中

所述负载是AC电源。

5. 根据权利要求4所述的转换装置,其中

电力从所述AC电源被提供至所述多个DC电源的至少一个。

6. 根据权利要求1或2所述的转换装置, 其中

SiC元件被用于所述多个DC/DC转换器和所述DC/AC逆变器中包括的至少一个半导体开关元件。

转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种执行从DC至AC的转换或从AC至DC的转换的转换装置。

背景技术

[0002] 将蓄电池输出的DC电压转换成AC电压并将AC电压提供至负载的转换装置通常用作诸如UPS (不间断电源) 的备用电源(例如参见专利文献1(图1))。这种转换装置包括用于逐步升高蓄电池电压的DC/DC转换器以及执行DC至AC转换的逆变器。转换装置能双向操作, 且通常将诸如商用电源的AC电源输出的AC电压转换成适于充电的DC电压, 并为蓄电池充电。在这种情况下, 逆变器操作为AC/DC转换器, 且DC/DC转换器执行降压操作。

[0003] 转换装置(电力调节器)也用于将从诸如光伏发电的DC电源获得的DC电力转换成AC电力并借助AC电力系统执行系统互连(例如参见专利文献2)。

[0004] 引用列表

[0005] [专利文献]

[0006] 专利文献1:日本公开专利公布No.2003-348768

[0007] 专利文献2:日本公开专利公布No.2000-152651

[0008] 专利文献3:日本公开专利公布No.2003-134667

发明内容

[0009] [技术问题]

[0010] 在上述常规转换装置中, AC/DC转换器和DC/DC转换器都由开关元件组成, 且不断地执行高速切换。这种开关元件伴随着轻微的开关损耗。虽然一个切换的损耗轻微, 但是多个开关元件的高频切换致使不能被整体忽略的损耗。开关损耗自然地会导致电力损耗。

[0011] 另一方面, 对于从DC至AC的转换装置来说, 建议DC/DC转换器和逆变器交替操作以执行高频切换, 由此降低开关损耗(参见专利文献2)。

[0012] 但是, 例如在利用光伏面板作为DC电源的情况下, 各由多个连接的光伏面板组成的多个太阳能电池阵列可并联连接至转换装置(例如参见专利文献3)。在这种情况下, 因为太阳能电池阵列具有不同的最佳操作点, 因此针对各个太阳能电池阵列准备DC/DC转换器。因此, 能通过各个DC/DC转换器控制相应太阳能电池阵列的操作点以便优化。

[0013] 但是, 在其中提供多个DC/DC转换器的配置下, 在执行控制以便DC/DC转换器和逆变器的开关操作如专利文献2中所提议的交替停止的情况下, 当DC/DC转换器的切换停止时将赋予逆变器的电力仅由阵列中输出具有最高电压的电力的阵列提供。因此, 电力的提供不能从具有相对低电压的其它阵列获取。因此发电效率会劣化。

[0014] 在其中多个蓄电池连接至包括多个DC/DC转换器且执行从AC至DC的转换的转换装置的情况下也假设存在相同情况。例如, 在其中蓄电池的充电状态不同的情况下, 希望通过相应的DC/DC转换器对单独的蓄电池充电, 但是在其中各个DC/DC转换器停止切换的时段中, 会发生其中蓄电池不能被适当充电的情况。因此发电效率会劣化。

[0015] 鉴于上述问题,本发明的目的是在包括分别对应于多个DC电源的DC/DC转换器的转换装置中,通过降低开关损耗并有效利用多个DC电源实现高转换效率。

[0016] [问题的解决方案]

[0017] 本发明的转换装置是将来自多个DC电源的DC电力转换成AC电力并将AC电力提供至负载的转换装置,转换装置包括:连接至负载并包括AC电抗器和第一电容器的滤波器电路;经由滤波器电路连接至负载的DC/AC逆变器;作为整体的多个DC/DC转换器,其提供在多个DC电源的每个DC电源和DC/AC逆变器之间;提供在DC/AC逆变器和多个DC/DC转换器之间的第二电容器;以及被配置为基于AC电力的电压,由于流过AC电抗器的电流及其阻抗而造成的电压变化,分别流过第一电容器和第二电容器的无功电流,以及每个DC电力的电压对多个DC/DC转换器中每一个设定电流目标值以由此与AC电力的电流同步的控制单元。

[0018] [发明的有益效果]

[0019] 本发明的转换装置可实现高转换效率且可有效利用多个DC电源。

附图说明

[0020] 图1是示出根据一个实施例的包括逆变器装置的系统的示例的框图。

[0021] 图2示出逆变器装置的电路图的示例。

[0022] 图3是控制单元的框图。

[0023] 图4是示出第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$,第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 以及第一DC输入电流检测值 $I_{g.1}$ 中的时间变化的仿真结果的示例的曲线图。

[0024] 图5是示出其中平均处理单元平均第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的方式的示意图。

[0025] 图6是用于解释通过控制处理单元进行控制处理的控制框图。

[0026] 图7是示出用于升压电路和逆变器电路两者的控制处理的流程图。

[0027] 图8是示出逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的示例的示意图。

[0028] 图9是示出怎样计算升压电路电压目标值 V_{o*} 的示意图,其中(a)示出逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 和第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 之间的比较,(b)示出升压电路电压目标值 V_{o*} 的波形,且(c)示出利用第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 作为参考,对第二升压电路输出的电力的电压进行升压的情况。

[0029] 图10是示出DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电压目标值 V_{o*} ,以及各个目标值中的时间变化的仿真结果的曲线图,其中上部的曲线图示出逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 和系统电压检测值 V_a 之间的关系,中间的曲线图示出DC输入电压值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电压目标值 V_{o*} 之间的关系,且下部的曲线图示出升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 和 $I_{in.2*}$ 。

[0030] 图11是曲线图,其中(a)示出第一升压电路载波和第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$ 的波形之间的比较,且(b)示出通过第一升压电路控制单元产生的驱动开关元件的驱动波形。

[0031] 图12是曲线图,其中(a)示出逆变器电路载波和逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$ 的波形之间的比较,且(b)示出通过逆变器电路控制单元产生的驱动开关元件Q1的驱动波形,且(c)示出通过逆变器电路控制单元产生的驱动开关元件Q3的驱动波形。

[0032] 图13是示出用于开关元件的参考波和驱动波形的示例的示意图。

[0033] 图14是曲线图,其中(a)示出第二升压电路载波和第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 的波形之间的比较,且(b)示出通过第二升压电路控制单元产生的用于驱动开关元件的驱动波形。

[0034] 图15是曲线图,其中(a)示出逆变器电路输出的AC电压,商用电源系统,以及AC电抗器两端之间的电压的电压波形,且(b)示出AC电抗器中流动的电流的波形。

[0035] 图16是示出包括执行AC至DC的电力转换的转换装置的电力存储系统的示例的框图。

[0036] 图17是图16中的转换装置的电路图的示例。

[0037] 图18是示意性示出图16中的转换装置的操作的电压波形的示意图。

[0038] 图19是示出包括执行复合功率转换的转换装置的电力存储系统的示例的框图。

[0039] 图20是示出包括执行复合功率转换的转换装置的电力存储系统的另一示例的框图。

具体实施方式

[0040] [实施例的概述]

[0041] 本发明的实施例的概述至少包括以下内容。

[0042] (1)这是一种将来自多个DC电源的DC电力转换成AC电力并将AC电力提供给负载的转换装置,转换装置包括:连接至负载并包括AC电抗器以及第一电容器的滤波器电路;通过滤波器电路连接至负载的DC/AC逆变器;作为整体的多个DC/DC转换器,提供在相应的多个DC电源和DC/AC逆变器之间;提供在DC/AC逆变器和多个DC/DC转换器之间的第二电容器;以及被配置为基于AC电力的电压,由于流过AC电抗器的电流及其阻抗造成的电压变化,相应地流过第一电容器和第二电容器的无功电流以及各个DC电力的电压对多个DC/DC转换器中每一个设定电流目标值以由此与AC电力的电流同步的控制单元。

[0043] 在这种转换装置中,DC/AC逆变器以及至少一个DC/DC转换器各执行高频切换最小所需次数。此外,DC/AC逆变器在除AC电压幅值的峰值及其附近之外的区域中操作,且DC/DC转换器在除AC电压的零交叉点及其附近之外的区域中操作。因此,在高频切换中,施加至各个转换器和电抗器的半导体元件的电压相对降低。这也有助于降低半导体元件中的开关损耗以及电抗器中的铁损耗。因此,可降低转换装置中的整体损耗。在转换装置中,负载可以是连接至AC电源的AC系统,且可以高效率执行从DC电源至AC系统的系统互连的转换。为了实现上述“最小所需次数”,理想地,优选DC/AC逆变器和DC/DC转换器交替执行高频切换以便它们相应的高频切换时段彼此不重叠。但是,实际上,即使两个时段彼此略微重叠,只要为DC/AC逆变器和DC/DC转换器中每一个提供停止时段,则就可降低损耗,从而致使效率提高。

[0044] 基于AC电力的电压,由于流过AC电抗器的电流及其阻抗造成的电压变化,流过第一和第二电容器的无功电流以及各个DC电力的电压,将多个DC/DC转换器的各个电流目标值设定为与AC电力的电流同步,借此无论AC电力的电压,频率以及输出电流如何变化,转换装置都可输出与AC电压不断地同步的电流(或者被控制为在与AC电压有关的给定的相位角下)且不具有失真。

[0045] (2)在(1)的转换装置中,多个DC电源可包括太阳能电池阵列和蓄电池中至少一

种,且控制单元可基于电流目标值将电流目标值设定为分配给相应的DC/DC转换器,由此使作为太阳能电池阵列的DC电源执行对应的输出且使作为蓄电池的DC电源相应地被充电或放电。

[0046] 在这种情况下,可根据各个太阳能电池阵列的发电条件以及各个蓄电池的充电状态适当设定电流目标值。

[0047] (3) 在(1)或(2)的转换装置中,在对应于多个DC电源中每一个的数字是 i ($=1, 2, \dots$),从各个DC电源至负载的输出电流的目标值是 $I_{a.i*}$,第一电容器的电容是 C_a ,AC电力的电压值为 V_a ,基于多个DC电源中每一个的电压是 $V_{DC.i}$,且拉普拉斯算子是 s 的情况下,控制单元可将滤波器电路和DC/AC逆变器之间的电路连接点处的DC/AC逆变器的AC输出电流目标值 I_{inv*} 设定为通过将流过第一电容器的无功电流与 $I_{a.i*}$ 的和相加而获得的值,

[0048] 在其中AC电抗器的阻抗是 Z_a 的情况下,控制单元可设定电路连接点处的DC/AC逆变器的AC输出电压目标值 V_{inv*} ,如下:

[0049] $V_{inv*} = V_a + Z_a I_{inv*}$,

[0050] 控制单元可将电压 $V_{DC.i}$ 和DC/AC逆变器的AC输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值中较大的一个设定为用于DC/DC转换器的输出电压目标值 V_{o*} ,且

[0051] 在第二电容器的电容是 C 的情况下,控制单元可设定用于DC/DC转换器的电流目标值 $I_{in.i*}$,如下:

[0052] $I_{in.i*} = [I_{a.i*} \times V_{inv*} + K_i \{ (s C_a V_a) V_{inv*} + (s C V_{o*}) \times V_{o*} \}] / V_{DC.i}$

[0053] 其中 K_i 是满足 $\sum K_i = 1$ 的给定的常数组。

[0054] 上述(3)的转换装置是示出用于实现(1)的转换装置的更具体的控制技术的示例。在用于各个DC/DC转换器的电流目标值 $I_{in.i*}$ 中,都反映出AC电力的电压,由于流过AC电抗器的电流及其阻抗而造成的电压变化,流过第一和第二电容器的无功电流以及各个DC电力的电压,且无论各个DC电源的电压的变化或AC输出电流的变化如何,都可不断地输出与AC输出电流同步的电力。因此,各个DC/DC转换器以及DC/AC逆变器可执行从AC至DC的转换,同时执行最小所需次数的高频切换。因此,可大幅降低半导体开关元件中的切换损耗以及AC电抗器和DC电抗器中的铁损耗,且可实现高转换效率。而且输出的AC电力具有高质量,可获得具有对于与商业系统互连的足够小的失真的电流。

[0055] (4) 在(1)至(3)的任一的转换装置中,多个DC/DC转换器可各包括DC电抗器,且通过从各个DC电源的电压 $V_{g.i}$ 减去由于流过各个DC电抗器的电流及其阻抗而造成的电压变化而获得的电压可用作各个DC电力的电压或电压 $V_{DC.i}$ 。

[0056] 在这种情况下,因为也考虑由于DC电抗器的电流和阻抗而造成的电压降,因此无论流过各个DC/DC转换器的电流的变化如何,都能不断地执行精确控制。

[0057] (5) 在(1)至(4)的任一的转换装置中,负载可以是AC电源。

[0058] 在这种情况下,虽然AC电力的电压变成AC电源的电压,但是因为提供设定用于各个DC/DC转换器的电流目标值以由此与AC电力的电流同步的控制单元,因此可执行所谓的系统互连操作。

[0059] (6) 在(5)的转换装置中,电力可从AC电源提供至多个DC电源中的至少一个。

[0060] 在这种情况下,对于从AC电源至DC电源的输入电流目标值来说,虽然从DC一侧来看, $I_{a.i*}$ 从AC电源的电压相位变成具有反转相位的电流,但是(3)中所述的计算表达式也

是适用的。即，(1)至(6)的转换装置可用作不仅能将各个DC电源的DC电力转换成AC电力，而且也能将AC电源的AC电力转换成DC电力的双向转换装置。也能使多个DC电源中的某些操作作为用于产生DC电力的源，且另外的DC电源操作为吸收DC电力的DC负载。

[0061] (7)在(1)至(6)的任一的转换装置中，SiC元件可用作多个DC/DC转换器和DC/AC逆变器中包括的至少一个半导体开关元件。

[0062] 在(1)至(6)中所述的转换装置中，可通过减少高频切换的次数降低半导体元件中的开关损耗以及DC电抗器以及AC电抗器中的铁损耗，但是不会降低半导体元件中的传导损耗。在这点上，利用SiC元件作为半导体元件能降低传导损耗。因此，通过将这种特征与(1)至(6)中所述的转换装置组合，可通过其间的协同效果实现高转换效率。

[0063] [实施例的细节]

[0064] 以下将参考附图说明本发明的实施例。

[0065] <<具有系统互连功能的DC-AC转换装置>>

[0066] 首先将详细说明具有系统互连功能的DC-AC转换装置(以下简称为逆变器装置)

[0067] [1总体配置]

[0068] 图1是示出包括根据一个实施例的逆变器装置的系统的示例的框图。在图1中，作为DC电源的第一太阳能电池阵列2以及第二太阳能电池阵列40连接至逆变器装置1的输入端，且AC商用电力系统3(AC系统)连接至逆变器装置1的输出端。

[0069] 这种系统执行互连操作以将第一太阳能电池阵列2(以下可简称为第一阵列2)以及第二太阳能电池阵列40(以下可简称为第二阵列40)产生的DC电力转换成AC电力，且将AC电力输出至商用电力系统3。

[0070] 第一阵列2和第二阵列40各由串并联连接的多个光伏面板(模块)组成。在本实施例中，配置第二阵列40以便第二阵列40输出的电力的电压小于第一阵列2输出的电力的电压。

[0071] 逆变器装置1包括接收第一阵列2输出的DC电力的第一升压电路(DC/DC转换器)10，接收第二阵列40输出的DC电力的第二升压电路(DC/DC转换器)41，将两个升压电路10和41产生的电力转换成AC电力并将AC电力输出至商用电力系统3的逆变器电路(DC/AC逆变器)11，以及控制这些电路10,11和41的操作的控制单元12。

[0072] 第一升压电路10和第二升压电路41并联连接至逆变器电路11。

[0073] 图2示出逆变器装置1的电路图的示例。

[0074] 连接至第一阵列2的第一升压电路10包括DC电抗器15，二极管16以及由绝缘栅双极晶体管(IGBT)等组成的开关元件Qb1，以形成升压斩波电路。

[0075] 在第一升压电路10的输入侧，提供第一电压传感器17，第一电流传感器18以及用于平滑的电容器26。第一电压传感器17检测第一阵列2输出且随后输入至第一升压电路10的DC电力的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ (DC输入电压值)，且将第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 输出至控制单元12。第一电流传感器18检测DC电抗器15中流动的电流的第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ ，且将第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 输出至控制单元12。

[0076] 连接至第二阵列40的第二升压电路41包括DC电抗器42，二极管43以及由IGBT等组成的开关元件Qb2，以形成与第一升压电路中相同的升压斩波电路。

[0077] 在第二升压电路41的输入侧，提供第二电压传感器44，第二电流传感器45以及用

于平滑的电容器46。第二电压传感器44检测第二阵列40输出且随后输入至第二升压电路41的DC电力的第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$,且将第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 输出至控制单元12。第二电流传感器45检测DC电抗器42中流动的电流的第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$,且将第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 输出至控制单元12。

[0078] 控制单元12具有从DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 计算输入功率 $P_{in.1}$ 和 $P_{in.2}$ 且对第一阵列2和第二阵列40执行最大功率点跟踪(MPPT)控制的功能。

[0079] 用于平滑的电容器19连接在升压电路10和41以及逆变器电路11之间。

[0080] 逆变器电路11包括各由场效应晶体管(FET)组成的开关元件Q1至Q4。开关元件Q1至Q4形成全桥电路。

[0081] 开关元件Q1至Q4连接至控制单元12且由控制单元12控制。控制单元12执行开关元件Q1至Q4的操作的PWM控制。由此,逆变器电路11将各个升压电路10和41产生的电力转换成AC电力。

[0082] 逆变器装置1包括逆变器电路11和商用电力系统3之间的滤波器电路21。

[0083] 滤波器电路21由两个AC电抗器22和电容器23组成。滤波器电路21具有移除逆变器电路11输出的AC电力中包含的高频分量的功能。已经通过滤波器电路21移除了高频分量的AC电力被提供至商用电力系统3。

[0084] 用于检测作为逆变器电路11的输出的电流值的逆变器电流检测值 I_{inv} (AC电抗器22中流动的电流)的第三电流传感器24连接至滤波器电路21。用于检测商用电力系统3一侧的电压值(系统电压检测值 V_a)的第三电压传感器25连接在滤波器电路21和商用电力系统3之间。

[0085] 第三电流传感器24和第三电压传感器25分别将检测的逆变器电流检测值 I_{inv} 以及检测的系统电压检测值 V_a 输出至控制单元12。

[0086] 控制单元12根据系统电压检测值 V_a ,逆变器电流检测值 I_{inv} ,DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 控制升压电路10和41以及逆变器电路11。

[0087] [2控制单元]

[0088] 图3是控制单元12的框图。如图3中所示,控制单元12功能性地具有控制处理单元30,第一升压电路控制单元32,逆变器电路控制单元33,平均处理单元34以及第二升压电路控制单元35。

[0089] 控制单元12的某些或全部功能可被配置为硬件电路,或可通过计算机执行的软件(计算机程序)实现。用于实现控制单元12的功能的软件(计算机程序)存储在计算机的存储装置(未示出)中。

[0090] 第一升压电路控制单元32基于控制处理单元30产生的目标值和检测值控制第一升压电路10的开关元件Qb1,由此使第一升压电路10输出具有对应于目标值的电流的电力。

[0091] 第二升压电路控制单元35基于控制处理单元30产生的目标值和检测值控制第二升压电路41的开关元件Qb2,由此使第二升压电路41输出具有对应于目标值的电流的电力。

[0092] 逆变器电路控制单元33基于控制处理单元30产生的目标值和检测值控制逆变器电路11的开关元件Q1至Q4,由此使逆变器电路11输出具有对应于目标值的电流的电力。

[0093] 控制处理单元30接收DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$,升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$,系统电压检测值 V_a 以及逆变器电流检测值 I_{inv} 。

[0094] 控制处理单元30由DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 计算第一升压电路10的第一输入功率 $P_{in.1}$ 及其平均值 $\langle P_{in.1} \rangle$,以及第二升压电路41的第二输入功率 $P_{in.2}$ 及其平均值 $\langle P_{in.2} \rangle$ 。

[0095] 控制处理单元30具有基于第一输入功率平均值 $\langle P_{in.1} \rangle$ 设定第一升压电路10的第一DC输入电流目标值 $I_{g.1}^*$ (将在下文说明),且对第一阵列2执行MPPT控制并对第一升压电路10和逆变器电路11执行反馈控制的功能。

[0096] 控制处理单元30也具有基于第二输入功率平均值 $\langle P_{in.2} \rangle$ 设定第二升压电路41的DC输入电流目标值 $I_{g.2}^*$ (将在下文说明),且对第二阵列40执行MPPT控制并对第一升压电路10执行反馈控制的功能。

[0097] 将DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 赋予平均处理单元34和控制处理单元30。

[0098] 平均处理单元34具有以预定时间间隔从两个电压传感器17和44以及两个电流传感器18和45采样DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$,计算它们相应的平均值并将平均的DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及平均的升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 赋予控制处理单元30的功能。

[0099] 图4是示出第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 中的时间变化的仿真结果的示例的曲线图。

[0100] 如下所述,第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 基于目标电压表现为与系统电压同步的波形。

[0101] 第一DC输入电流检测值 $I_{g.1}$ 是在相对于电容器26的输入侧检测的电流值。

[0102] 如图4中所示,发现第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$,第一DC输入电流检测值 $I_{g.1}$,第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 在系统电压的半周期内改变。

[0103] 第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和第一DC输入电流检测值 $I_{g.1}$ 如图4中所示周期改变的原因如下。即,逆变器装置1的第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 根据第一升压电路10以及逆变器电路11的操作在AC周期的半周期内在几乎0A和峰值之间大幅改变。因此,不能通过电容器26完全移除改变分量,且第一DC输入电流检测值 $I_{g.1}$ 检测作为在AC周期的半周期内改变的分量的脉动电流。另一方面,光伏面板的输出电压取决于输出电流而改变。

[0104] 因此,发生在第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 中的周期性变化的周期是逆变器装置1输出的AC电力的周期的一半。即,周期性变化的周期是商用电力系统3的周期的一半。

[0105] 平均处理单元34平均第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$,以便抑制上述周期变化的影响。

[0106] 图5是示出其中平均处理单元34平均第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的方式的示意图。

[0107] 平均处理单元34在从时间 t_1 至时间 t_2 的时段L中,以预定时间间隔 Δt 多次(在由图5中的实心点表示的时间)采样赋予的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$,且计算已经获得的多个第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的平均值。

[0108] 这里,平均处理单元34将时段L设定为商用电力系统3的周期的长度的一半。此外,

平均处理单元34将时间间隔 Δt 设定为足够短于商用电力系统3的周期的长度的一半。

[0109] 因此,平均处理单元34可利用尽可能短的采样时段精确地获得在商用电力系统3的半周期期间周期改变的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的平均值。

[0110] 采样的时间间隔 Δt 例如可设定为商用电力系统3的周期的1/100至1/1000,或20微秒至200微秒。

[0111] 平均处理单元34可预先存储时段L,或可从第三电压传感器25获取系统电压检测值 V_a 且获取有关商用电力系统3的周期的信息。

[0112] 这里,时段L设定为商用电力系统3的周期的长度的一半。如果时段L设定为商用电力系统3的周期的一半,则可至少精确地计算第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的平均值。这是因为第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 根据上述第一升压电路10以及逆变器电路11的操作在商用电力系统3的半周期中周期性改变。

[0113] 因此,如果需要将时段L设定得较长,则时段L可设定为商用电力系统3的半周期的整数倍,例如商用电力系统3的半周期的三或四倍。因此,可在周期的基础上抓取电压变化。

[0114] 如上所述,与第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 相同,第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 也在商用电力系统3的半周期中周期地改变。

[0115] 因此,平均处理单元34也通过与图5中所示的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 相同的方法计算第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 的平均值。

[0116] 而且,与第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的原因相同,第二阵列40一侧的第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 和第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 也在商用电力系统3的半周期中周期地改变。

[0117] 因此,平均处理单元34也通过与用于图5中所示的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的相同的方法计算第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 和第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 的平均值。

[0118] 控制处理单元30顺序计算每时段L的DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 的平均值以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 的平均值。

[0119] 平均处理单元34将DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 的计算的平均值以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 的计算的平均值赋予控制处理单元30。

[0120] 在本实施例中,如上所述,平均处理单元34计算DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 的平均值以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 的平均值,且利用这些值,控制处理单元30同时控制升压电路10和41以及逆变器电路11,同时对两个阵列2和40执行MPPT控制。因此,即使来自两个阵列2和40的DC电流变得不稳定,控制单元12也可精确地获得两个阵列2和40的输出作为DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 的平均值以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$ 的平均值。因此,变得能够适当执行MPPT控制且有效抑制电源效率的降低。

[0121] 如上所述,在两个阵列2和40输出的DC电力的电压(DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$)或电流(升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$)由于输入至逆变器装置1的电流的变化而变化的情况下,变化的周期与逆变器电路11输出的AC电力的半周期(商用电力系统3的半周期)一致。

[0122] 在这点上,在本实施例中,在设定为商用电力系统3的周期的长度的一半的时段L期间,以足够短于AC系统的半周期的时间间隔 Δt 多次采样各个DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 和 $I_{in.2}$,且由采样结果计算DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和

Vg.2的平均值以及升压电路电流检测值Iin.1和Iin.2的平均值。因此,即使DC电流的电压和电流周期改变,也可精确地计算DC输入电压检测值Vg.1和Vg.2以及升压电路电流检测值Iin.1和Iin.2。

[0123] 由两个阵列2和40赋予的发生在DC输入电压检测值Vg.1和Vg.2以及升压电路电流检测值Iin.1和Iin.2中的这些变化如上所述归因于逆变器电路11等的阻抗的变化。因此,可从以短于逆变器电路11输出的AC电力的半周期的时间间隔 Δt 多次执行的采样的结果获得DC输入电压检测值Vg.1和Vg.2以及升压电路电流检测值Iin.1和Iin.2。

[0124] 控制处理单元30基于上述输入功率平均值 $\langle Pin.1 \rangle$ 和 $\langle Pin.2 \rangle$ 设定DC输入电流目标值Ig.1*和Ig.2*,且基于设定的DC输入电流目标值Ig.1*和Ig.2*以及上述值同时为升压电路10和41以及逆变器电路11计算目标值。

[0125] 控制处理单元30具有将计算的目标值赋予第一升压电路控制单元32,第二升压电路控制单元35以及逆变器电路控制单元33且同时对升压电路10和41以及逆变器电路11两者执行反馈控制的功能。

[0126] 图6是用于解释由控制处理单元30进行控制处理的控制框图。

[0127] 控制处理单元30包括作为控制逆变器电路11的功能部的第一计算部51,第一加法器52,补偿器53以及第二加法器54。

[0128] 此外,控制处理单元30包括作为控制两个升压电路10和41的功能部的第二计算部61,第三加法器62,补偿器63,第四加法器64,第五加法器72,补偿器73以及第六加法器74。

[0129] 图7是示出用于升压电路10和41以及逆变器电路11两者的控制处理的流程图。图6中所示的功能部通过执行图7中的流程图中所示的处理而控制升压电路10和41以及逆变器电路11两者。

[0130] 以下将参考图7说明针对升压电路10和41以及逆变器电路11两者的控制处理。

[0131] 首先,控制处理单元30计算当前输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ (步骤S9),且将当前输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 与之前计算的输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 进行比较,以设定DC输入电流目标值Ig.i*(步骤S1)。

[0132] 基于以下表达式(1)计算输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 。

[0133] 输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle = \langle Iin.i \times Vg.i \rangle \dots (1)$

[0134] 在表达式(1)中,“i”是对应于连接至逆变器电路11的各个升压电路的数目,且在本实施例中为“1”或“2”。“i=1”的情况对应于第一升压电路10,且“i=2”的情况对应于第二升压电路41。因此, $\langle Pin.1 \rangle$ 表示第一升压电路10的输入功率平均值,且 $\langle Pin.2 \rangle$ 表示第二升压电路41的输入功率平均值。

[0135] 在本实施例中,控制处理单元30计算输入功率平均值 $\langle Pin.1 \rangle$ 和 $\langle Pin.2 \rangle$,且设定DC输入电流目标值Ig.1*和Ig.2*。

[0136] 在表达式(1)中,Iin.i是升压电路电流检测值,且Vg.i是DC输入电压检测值,且升压电路电流检测值Iin.i和DC输入电压检测值Vg.i是通过平均处理单元34平均的值。

[0137] 在除了表达式(1)之外且与以下所示控制相关的各个表达式中,未被平均的瞬时值用于升压电路电流检测值Iin.i以及DC输入电压检测值Vg.i。

[0138] 即,升压电路电流检测值Iin.i的平均值以及DC输入电压检测值Vg.i的平均值用于计算输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 。

[0139] 符号“<>”表示括号中的值的平均值或有效值。这同样适用于下文。

[0140] 控制处理单元30将设定的DC输入电流目标值 $I_{g.i*}$ 赋予第一计算部51。

[0141] 像DC输入电流目标值 $I_{g.i*}$ 一样,将DC输入电压检测值 $V_{g.i}$ 以及系统电压检测值 V_a 赋予第一计算部51。

[0142] 第一计算部51基于采用被赋予了DC输入电流目标值 $I_{g.i*}$,DC输入电压检测值 $V_{g.i}$,转换效率 η_i 以及系统电压检测值 V_a 的以下表达式(2)计算逆变器装置1的输出电流目标值的有效值 $\langle I_{a*.i} \rangle$,以将电流输出至利用各个DC电源作为电源的系统。

[0143] 来自各个DC电源的输出电流目标值的有效值 $\langle I_{a.i*} \rangle = \langle I_{g.i*} \times V_{g.i} \rangle \times \eta_i / \langle V_a \rangle \dots (2)$

[0144] 而且,第一计算部51基于以下表达式(3)计算输出电流目标值 I_{a*} (步骤S2)。

[0145] 这里,第一计算部51将各个输出电流目标值 $I_{a.i*}$ 计算为具有与系统电压检测值 V_a 相同相位的正弦波。

[0146] 各个输出电流目标值 $I_{a.i*} = (\sqrt{2}) \times \langle I_{a.i*} \rangle \times \sin \omega t \dots (3)$

[0147] 随后,如通过以下表达式(4)所示的,第一计算部51计算作为用于控制逆变器电路11的电流目标值的逆变器电流目标值 I_{inv*} (步骤S3)。

[0148] 各个逆变器电流目标值 $I_{inv*} = \sum I_{a.i*} + s C_a V_a \dots (4)$

[0149] 在表达式(4)中, C_a 是电容器23的电容,且 s 是拉普拉斯算子。

[0150] 上述表达式(4)利用相对于时间 t 的导数如下表达。

[0151] $I_{inv*} = \sum I_{a.i*} + C_a \times (d V_a / dt) \dots (4a)$

[0152] 在表达式(4)和(4a)中,右手侧的第二项是考虑到流过滤波器电路21的电容器23的电流而加入的值。

[0153] 输出电流目标值 I_{a*} 计算作为具有与系统电压检测值 V_a 相同相位的正弦波,如通过上述表达式(3)所示。即,控制处理单元30控制逆变器电路11以便逆变器装置1输出的AC电力的电流相位与系统电压(系统电压检测值 V_a)的相位相同。

[0154] 在计算逆变器电流目标值 I_{inv*} 之后,第一计算部51将逆变器电流目标值 I_{inv*} 赋予第一加法器52。

[0155] 逆变器电路11基于逆变器电流目标值 I_{inv*} 经历反馈控制。

[0156] 与逆变器电流目标值 I_{inv*} 一样,将当前逆变器电流检测值 I_{inv} 赋予第一加法器52。

[0157] 第一加法器52计算逆变器电流目标值 I_{inv*} 和当前逆变器电流检测值 I_{inv} 之间的差,且将计算结果赋予补偿器53。

[0158] 当赋予差时,补偿器53基于比例系数等执行计算,且随后第二加法器54将计算结果与系统电压 V_a 相加,由此计算允许差收敛的逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$,以便逆变器电流检测值 I_{inv} 变成逆变器电流目标值 I_{inv*} 。通过比较逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$ 和从第一计算部51赋予的用于DC/DC转换器的输出电压目标值 V_{o*} 而获得的控制信号被赋予逆变器电路控制单元33,由此使逆变器电路11根据逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 而输出电压。

[0159] 将逆变器电路11输出的电压赋予AC电抗器22,且随后反馈为新的逆变器电流检测值 I_{inv} 。随后,通过第一加法器52再次计算逆变器电流目标值 I_{inv*} 和逆变器电流检测值 I_{inv} 之间的差,且基于上述差控制逆变器电路11。

[0160] 如上所述,逆变器电路11基于逆变器电流目标值 I_{inv}^* 和逆变器电流检测值 I_{inv} 经历反馈控制(步骤S4)。

[0161] 另一方面,将通过第一计算部51计算的逆变器电流目标值 I_{inv}^* 以及DC输入电压检测值 $V_{g.i}$ 和系统电压检测值 V_a 赋予第二计算部61。

[0162] 第二计算部61基于以下表达式(5)计算逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* (步骤S5)。

[0163] 逆变器输出电压目标值 $V_{inv}^* = V_a + Z_a I_{inv}^* \dots (5)$

[0164] 在表达式(5)中, Z_a 是AC电抗器的阻抗。

[0165] 在表达式(5)中,右手侧的第二项是考虑到AC电抗器22的两端之间产生的电压而加入的值。

[0166] 在本实施例中,基于作为用于控制逆变器电路11的电流目标值的逆变器电流目标值 I_{inv}^* 来设定逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* (电压目标值),以便逆变器装置1输出的AC电力的电流具有与系统电压检测值 V_a 相同的相位。

[0167] 在计算逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 之后,第二计算部61根据作为DC电源的太阳能电池阵列2,40将电压 V_g 或优选地作为电压 $V_{DC.i}$ 的以下DC电压 V_{gf} 与逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值进行比较,且确定较大的一个为升压电路电压目标值 V_o^* ,如通过以下表达式(6)所示(步骤S6)。DC电压 V_{gf} 是通过考虑由于DC电抗器15的阻抗 Z 而造成的电压降而针对 V_g 计算的电压,且在升压电路电流目标值由 $I_{in.i}^*$ 表示的情况下, V_{gf} 表达为 $V_{gf} = (V_g - Z I_{in.i}^*)$ 。因此, V_o^* 可如下表达。

[0168] $V_o^* = \text{Max}(V_g - Z I_{in.i}^*, V_{inv}^* \text{的绝对值}) \dots (6)$

[0169] 对于 V_g ,如通过以下表达式(7)所示,采用升压电路10和41的电压值中较大的一个。

[0170] $V_g = \text{Max}(V_{g.i}) \dots (7)$

[0171] 而且,第二计算部61基于以下表达式(8)计算升压电路电流目标值 I_{in}^* (步骤S7)。

[0172] 升压电路电流目标值 $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* + K_i \{ (s C_a V_a) V_{inv}^* + (s C_o V_o^*) \times V_o^* \}] / (V_{g.i} - Z I_{in.i}) \dots (8)$

[0173] 这里, K_i 是满足以下条件的已知常数。

[0174] $\sum_i K_i = 1$

[0175] 在表达式(8)中, C_o 是电容器19(平滑电容器)的电容,且 s 是拉普拉斯算子。

[0176] 利用相对于时间 t 的导数,上述表达式(8)表示如下。

[0177] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* + K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv}^* + (C_o \times dV_o^*/dt) \times V_o^* \}] / (V_{g.i} - Z I_{in.i}) \dots (8a)$

[0178] 如果检测到流过电容器19的电流且检测电流由 I_{co} 表示,则获得以下表达式。

[0179] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* + K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv}^* + I_{co} \times V_o^* \}] / (V_{g.i} - Z I_{in.i}) \dots (8b)$

[0180] 在表达式(8),(8a)和(8b)中,第三项是考虑到通过电容器19的无功功率而加入的值。即,除用于逆变器电路11的功率目标值之外考虑的无功功率使得能更精确地计算 $I_{in.i}^*$ 的值。

[0181] 而且如果预先测量逆变器装置1的功耗 $P_{LOSS.i}$,则上述表达式(8a)可如下表达。

[0182] $I_{in.i*} = [I_{a.i*} \times V_{inv*} + K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv*} + (C \times dV_o*/dt) \times V_o* \} + P_{Loss.i}] / (V_{g.i} - Z I_{in.i}) \dots (8c)$

[0183] 类似地,上述表达式(8b)可如下表达。

[0184] $I_{in.i*} = [I_{a.i*} \times V_{inv*} + K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv*} + I_{co} \times V_o* \} + P_{Loss.i}] / (V_{g.i} - Z I_{in.i}) \dots (8d)$

[0185] 在这种情况下,除逆变器电路11的功率目标值之外考虑无功功率以及功耗 $P_{Loss.i}$ 使得能更严谨地计算 $I_{in.i*}$ 的值。

[0186] 第二计算部61如上所述计算升压电路电流目标值 $I_{in.i*}$ (升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 和 $I_{in.2*}$)。第二计算部61将升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 赋予第三加法器62。

[0187] 第一升压电路10基于升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 经历反馈控制。

[0188] 像升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 那样,将当前第一升压电路电流目标值 $I_{in.1}$ 赋予第三加法器62。

[0189] 第三加法器62计算升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 和当前第一升压电路电流目标值 $I_{in.1}$ 之间的差,且将计算结果赋予补偿器63。

[0190] 当赋予差时,补偿器63基于比例系数等执行计算,且随后第四加法器64将计算结果从DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 减去,由此计算允许差收敛的第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$,以便第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 变成升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 。通过比较第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$ 和从第一计算部51赋予的用于DC/DC转换器的输出电压目标值 V_o* 而获得的控制信号被赋予第一升压电路控制单元32,由此使第一升压电路10根据升压电路电压目标值 V_o* 而输出电压。

[0191] 将第一升压电路10输出的功率赋予DC电抗器15,且随后反馈为新的第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 。随后,通过第三加法器62再次计算升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 和第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 之间的差,且基于上述差控制第一升压电路10。

[0192] 如上所述,第一升压电路10基于升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 和第一升压电路电流检测值 $I_{in.1}$ 经历反馈控制(步骤S8)。

[0193] 第二计算部61将升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 赋予第五加法器72。

[0194] 第二升压电路41基于升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 经历反馈控制。

[0195] 像升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 那样,将当前第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 赋予第五加法器72。

[0196] 第五加法器72计算升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 和当前第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 之间的差,且将计算结果赋予补偿器73。

[0197] 当赋予差时,补偿器73基于比例系数等执行计算,且随后第六加法器74将计算结果从DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 减去,由此计算允许差收敛的第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$,以便第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 变成升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 。通过比较第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 和从第一计算部51赋予的用于DC/DC转换器的输出电压目标值 V_o* 而获得的控制信号被赋予第二升压电路控制单元35,由此使第二升压电路41根据升压电路电压目标值 V_o* 而输出电压。

[0198] 因此,如第一升压电路10中那样,第二升压电路41基于升压电路电流目标值 $I_{in.2*}$ 和第二升压电路电流检测值 $I_{in.2}$ 经历反馈控制(步骤S8)。

[0199] 在上述步骤S8之后,控制处理单元30基于上述表达式(1)计算当前输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ (步骤S9)。

[0200] 基于与之前计算的输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 进行的比较,控制处理单元30设定DC输入电流目标值 $Ig.i^*$,以便输入功率平均值 $\langle Pin.i \rangle$ 变成最大值(跟随最大功率点)。

[0201] 因此,控制处理单元30同时控制升压电路10和41以及逆变器电路11,对第一阵列2和第二阵列两者执行MPPT控制。

[0202] 图8是示出逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的示例的示意图。在图8中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。虚线表示商用电力系统3的电压波形,且实线表示逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的波形。

[0203] 逆变器装置1利用作为电压目标值的图8中所示的逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 通过根据图7中的流程图的控制而输出功率。

[0204] 因此,逆变器装置1输出具有根据图9中所示的逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的波形的电压的功率。

[0205] 如图9中所示,两个波形几乎具有相同的电压值和相同的频率,但是逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的相位领先商用电力系统3的电压相位几度。

[0206] 本实施例的控制处理单元30使逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的相位领先商用电力系统3的电压相位约三度,同时如上所述对第一升压电路10和逆变器电路11执行反馈控制。

[0207] 使逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的相位领先商用电力系统3的电压相位几度的角度可以是几度,且如下所述,角度设定在来自商用电力系统3的电压波形的差的电压波形的相位领先商用电力系统3的电压波形的相位90度的范围内。例如,相位超前角的角度设定为大于0度且小于10度。

[0208] [3升压电路的电压目标值]

[0209] 在本实施例中,如上所述,连接至第二升压电路41的第二阵列40被配置为输出具有比第一阵列2输出的电力的电压小的电压的功率。

[0210] 另一方面,如上述表达式(6)和(7)以及图7中的步骤S6所示,如下设定作为用于升压电路10和41两者输出的功率的电压目标值的升压电路电压目标值 V_{o}^* 。

[0211] 即,第一阵列2的第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 以及第二阵列40的第二DC输入电压检测值 $Vg.2$ 彼此比较,且选择作为更高电压的第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ (表达式(7))。

[0212] 随后,所选择的第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 以及逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值彼此比较,且采用更高的值,因此获得升压电路电压目标值 V_{o}^* 。

[0213] 图9是示出怎样计算升压电路电压目标值 V_{o}^* 的示意图。在图9中,(a)示出逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 和第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 之间的比较。在图9的(a)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。

[0214] 控制处理单元30比较第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 以及逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值,且采用更高的值。因此,在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值等于或大于第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 的时段期间,升压电路电压目标值 V_{o}^* 的波形跟随逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* ,且在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值等于或小于第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 的时段期间,跟随第一DC输入电压检测值 $Vg.1$ 。

[0215] 在图9中,(b)示出升压电路电压目标值 V_{o}^* 的波形。如图9的(b)中所示,在其中逆

变器输出电压目标值 V_{inv}^* 等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间,升压电路电压目标值 V_o^* 的波形跟随逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值,且在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间,跟随第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。

[0216] 因此,如图9的(b)中所示,因为升压电路电压目标值 V_o^* 的最小电压值是第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$,因此升压电路电压目标值 V_o^* 总是具有比第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 大的电压,且防止变得低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。

[0217] 即,第二升压电路41总是执行升压操作以输出具有根据升压电路电压目标值 V_o^* 的电压的功率。

[0218] 例如,如果从第二升压电路41输出的功率利用第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 作为参考而被升压,则从第二升压电路41输出的功率在图9的(c)中的范围K内具有比第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 低的电压值,且当功率仅从第一阵列2提供时,未获得来自第二阵列40的功率提供。因此,可整体降低阵列2和40的供电效率。

[0219] 在这点上,在本实施例中,如图9的(c)中所示,控制第二升压电路41以便将从第二升压电路41输出的电力的电压值基本上与其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的范围K内的第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 一致。因此,可使从第二升压电路41输出的功率的最小电压值基本上与第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 一致。

[0220] 因此,可防止从第二升压电路41输出的电力的电压值变得远低于从第一升压电路10输出的电力的电压值。因此,可防止其中未获得通过第二升压电路41从第二阵列40提供功率的时段K的出现,借此可抑制供电效率的降低。

[0221] 在本实施例中,为了计算作为用于各个升压电路的电流目标值的升压电路电流目标值 $I_{in.i}^*$,如通过上述表达式(8)所示,可适当获得用于相应升压电路10和41的电流目标值。因此,从第二升压电路41输出的功率的最小电压值基本上与第一输入电压检测值 $V_{g.1}$ 一致。

[0222] 如果基于升压电路电流目标值 $I_{in.1}^*$ 控制第一升压电路10,则第一升压电路10在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间停止升压操作,且在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 高于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间执行升压操作。

[0223] 注意到其中从第二升压电路41输出的电力的电压值(第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$)基本上与第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 一致的状态是指其中这些电压彼此一致以致当从第一升压电路10和第二升压电路41提供功率时,可从两个升压电路获得功率的提供的状态。

[0224] 图10是示出DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 以及升压电路电压目标值 V_o^* ,以及各个目标值的时间变化的仿真结果的曲线图。

[0225] 在图10中,上部曲线图示出逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 和系统电压检测值 V_a 之间的关系,中部曲线图示出DC输入电压值 $V_{g.1}$ 和 $V_{g.2}$ 和升压电路电压目标值 V_o^* 之间的关系,且下部曲线图示出升压电路电流目标值 $I_{in.1}^*$ 和 $I_{in.2}^*$ 。

[0226] 如图10中所示,可确认升压电路电压目标值 V_o^* 的波形在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间跟随逆变器输出电压目标值

V_{inv*} 的绝对值,且在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间跟随第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。

[0227] [4对第一升压电路和逆变器电路的控制]

[0228] 第一升压电路控制单元32(图3)控制第一升压电路10的开关元件 Q_{b1} 。逆变器电路控制单元33控制逆变器电路11的开关元件 Q_1 至 Q_4 。

[0229] 第一升压电路控制单元32和逆变器电路控制单元33分别产生第一升压电路载波以及逆变器电路载波,且利用作为控制处理单元30赋予的目标值的第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$ 和逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$ 分别调制这些载波,以产生用于驱动各个开关元件的驱动波形。

[0230] 第一升压电路控制单元32和逆变器电路控制单元33基于驱动波形控制各个开关元件,由此使第一升压电路10和逆变器电路11输出具有接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的波形的电压波形的AC电力。

[0231] 在图11中,(a)是示出第一升压电路载波和第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$ 之间的比较。在图11的(a)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。在图11的(a)中,为了有助于理解,第一升压电路载波的波长与实际波长相比延长。

[0232] 通过第一升压电路控制单元32产生的升压电路载波是具有“0”最小值的三角波,且具有设定在控制处理单元30赋予的升压电路电压目标值 V_{o*} 处的幅值 A_1 。

[0233] 根据来自控制处理单元30的控制命令,通过升压电路控制单元32设定升压电路载波的频率,以便实现预定占空比。

[0234] 如上所述,升压电路电压目标值 V_{o*} 改变以便在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值大致等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段 W_1 期间跟随逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值,且在另一时段期间跟随第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。因此,第一升压电路载波的幅值 A_1 也根据升压电路电压目标值 V_{o*} 变化。

[0235] 在本实施例中,第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 是250伏特,且商用电力系统3的电压幅值是288伏特。

[0236] 第一升压电路电压参考值 $V_{bc1\#}$ 的波形(以下可称为第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$)对应于通过控制处理单元30,基于升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 计算的值,且在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段 W_1 期间具有正值。在时段 W_1 期间,第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$ 具有接近于由升压电路电压目标值 V_{o*} 产生的波形的形状的波形,且与第一升压电路载波交叉。

[0237] 第一升压电路控制单元32比较第一升压电路载波和第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$,且产生用于驱动开关元件 Q_{b1} 的驱动波形,以便在其中第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$ 等于或大于第一升压电路载波的时段期间开启,且在其中第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$ 等于或小于该载波的时段期间关闭。

[0238] 在图11中,(b)示出由第一升压电路控制单元32产生的用于驱动开关元件 Q_{b1} 的驱动波形。在图11的(b)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。图11的(b)中的水平轴与图11的(a)中的水平轴一致。

[0239] 驱动波形表示开关元件 Q_{b1} 的开关操作。当将驱动波形赋予开关元件 Q_{b1} 时,使开关元件 Q_{b1} 根据驱动波形执行开关操作。当电压为0伏特时,驱动波形形成控制命令以关闭

开关元件,且当电压为正电压时开启开关元件。

[0240] 第一升压电路控制单元32产生驱动波形以便在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的电压值的绝对值等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的范围 W_1 期间执行开关操作。因此,在其中该绝对值等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的范围内,控制开关元件 Q_{b1} 以停止开关操作。

[0241] 通过作为三角波的第一升压电路载波的截距确定各个脉冲宽度。因此,脉冲宽度在电压较高的部分处较大。

[0242] 如上所述,第一升压电路控制单元32借助第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$ 调制第一升压电路载波,以产生代表用于开关的脉冲宽度的驱动波形。第一升压电路控制单元32基于所产生的驱动波形对第一升压电路10的开关元件 Q_{b1} 执行PWM控制。

[0243] 在其中提供在二极管16的正向上传导电流的开关元件 Q_{bu} 与二极管16并联的情况下,与用于开关元件 Q_b 的驱动波形反转的驱动波形用于开关元件 Q_{bu} 。

[0244] 为了防止开关元件 Q_b 和开关元件 Q_{bu} 同时传导电流,在用于开关元件 Q_{bu} 的驱动脉冲从关闭移动至启动的部分处提供约1微秒的死区时间。

[0245] 在图12中,(a)是示出逆变器电路载波和逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$ 的波形之间的比较的曲线图。在图12的(a)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。而且在图12的(a)中,为了有助于理解,逆变器电路载波的波长与实际波长相比被延长。

[0246] 由逆变器电路控制单元33产生的逆变器电路载波是在0伏特具有幅值中心,且其一侧幅值设定在升压电路电压目标值 V_{o*} (用于电容器23的电压目标值)处的三角波。因此,逆变器电路载波具有其中其幅值 A_2 是第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的两倍大(500伏特)的时段以及其中幅值 A_2 是商用电力系统3的电压两倍大(最大576伏特)的时段。

[0247] 其频率根据来自控制处理单元30等的控制命令,由逆变器电路控制单元33设定,以便实现预定占空比。

[0248] 如上所述,升压电路电压目标值 V_{o*} 改变以在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值大致等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段 W_1 期间跟随逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值,且在另一时段,即时段 W_2 期间跟随第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。因此,逆变器电路载波的幅值 A_2 也根据升压电路电压目标值 V_{o*} 改变。

[0249] 逆变器电压参考值 $V_{inv\#}$ 的波形(以下可称为逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$)对应于通过控制处理单元30,基于逆变器电流目标值 I_{inv*} 计算的值,且设定为具有与商用电力系统3的电压幅值(288伏特)大致相同的幅值。因此,逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 在其中电压值处于 $-V_{g.1}$ 和 $+V_{g.1}$ 之间的范围内与逆变器电路载波交叉。

[0250] 逆变器电路控制单元33比较逆变器电路载波和逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$,且产生用于驱动开关元件 Q_1 至 Q_4 的驱动波形,以便在其中逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 等于或大于逆变器电路载波的时段期间启动,且在其中逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 等于或小于载波的时段期间关闭。

[0251] 在图12中,(b)示出逆变器电路控制单元33产生的用于驱动开关元件 Q_1 的驱动波形。在图12的(b)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。图12的(b)中的水平轴与图12的(a)中的水平轴一致。

[0252] 逆变器电路控制单元33产生驱动波形以便在其中逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 的电压

处于 $-V_{g.1}$ 和 $+V_{g.1}$ 之间的范围W2中执行开关操作。因此,在另一范围中,控制开关元件Q1以停止开关操作。

[0253] 在图12中,(c)示出逆变器电路控制单元33产生的用于驱动开关元件Q3的驱动波形。在图12的(c)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。

[0254] 逆变器电路控制单元33比较载波以及由图12的(a)中的虚线表示的与逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 反转的波形,以产生用于开关元件Q3的驱动波形。

[0255] 而且在这种情况下,逆变器电路控制单元33产生驱动波形以便在其中逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 的电压(与其反转的波形)处于 $-V_{g.1}$ 和 $+V_{g.1}$ 之间的范围W2中执行开关操作。因此,在另一范围中,控制Q3以停止开关操作。

[0256] 逆变器电路控制单元33产生与用于开关元件Q1的驱动波形反转的波形,作为用于开关元件Q2的驱动波形,且产生与用于开关元件Q3的驱动波形反转的波形,作为用于开关元件Q4的驱动波形。

[0257] 如上所述,逆变器电路控制单元33借助逆变器电路参考波 $V_{inv\#}$ 调制逆变器电路载波,以产生代表用于开关的脉冲宽度的驱动波形。逆变器电路控制单元33基于所产生的驱动波形对逆变器电路11的开关元件Q1至Q4执行PWM控制。

[0258] 本实施例的第一升压电路控制单元32使第一升压电路10输出功率以便DC电抗器15中流动的电流与升压电路电流目标值 $I_{in.1*}$ 一致。因此,使第一升压电路10在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值大致等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段W1(图11)期间执行开关操作。第一升压电路10在时段W1期间输出具有等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 且接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值的电压的功率。另一方面,在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的绝对值大致等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间,升压电路控制单元32停止第一升压电路10的开关操作。因此,在其中绝对值等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间,第一升压电路10在没有对其电压进行升压的情况下将第一阵列2输出的DC电力输出至逆变器电路11。

[0259] 本实施例的逆变器电路控制单元33使逆变器电路11输出功率以便AC电抗器22中流动的电流与逆变器电流目标值 I_{inv*} 一致。因此,使逆变器电路11在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 大致处于 $-V_{g.1}$ 和 $+V_{g.1}$ 之间的范围W2期间(图12)执行开关操作。即,使逆变器电路11在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的电压绝对值等于或小于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间执行开关操作。

[0260] 因此,当第一升压电路10的开关操作停止时,逆变器电路11执行开关操作以输出接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的AC电压。

[0261] 另一方面,在除其中逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的电压大致处于 $-V_{g.1}$ 和 $+V_{g.1}$ 之间的时段W2之外的时段中,逆变器电路控制单元33停止逆变器电路11的开关操作。在此时段期间,将由第一升压电路10升压的功率赋予逆变器电路11。因此,开关操作停止的逆变器电路11在未降低其电压的情况下输出第一升压电路10赋予的功率。

[0262] 即,本实施例的逆变器装置1使第一升压电路10和逆变器电路11执行开关操作以便在其间交替切换,且将它们相应的输出功率彼此叠加,由此输出具有接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的电压波形的AC电力。

[0263] 如上所述,在本实施例中,执行控制以便在输出对应于将从逆变器装置1输出的AC

电力的电压高于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的部分的电压的情况下操作第一升压电路10,且在输出对应于AC电力的电压低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的部分的电压的情况下操作逆变器电路11。因此,因为逆变器电路11不会降低已经由第一升压电路10升压的功率,因此可降低电压的降压中的电势差,借此可降低由于升压电路的切换造成的损耗且可以提高的效率输出AC电力。

[0264] 而且,对于第一升压电路10以及逆变器电路11两者来说,因为基于控制单元12设定的逆变器电流目标值 I_{inv*} 计算逆变器输出电压目标值 V_{inv*} ,因此可抑制输出以便交替切换的升压电路的功率和逆变器电路的功率之间的频移或失真的出现。

[0265] 控制处理单元30的第一升压电路控制单元32可控制第一升压电路10以便在高于略低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的电压值的范围内操作,且在等于或小于略低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的电压值的范围内停止开关操作。

[0266] 在这种情况下,故意提供其中第一升压电路10输出的功率以及逆变器电路11输出的功率彼此叠加的时段,借此可在第一升压电路10和逆变器电路11彼此切换的部分平稳连接电流波形。

[0267] 这里,略低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的电压值是指设定以便允许第一升压电路10输出的电流波形以及逆变器电路11输出的电流波形之间平稳连接的电压值,即,设定为低于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 以便第一升压电路10的输出以及逆变器电路11的输出彼此叠加至需要在两个电流波形之间进行平稳连接的程度的电压值。

[0268] 图13是示出用于开关元件 Q_{b1} 和 Q_1 至 Q_4 的参考波和驱动波形的示例的示意图。

[0269] 图13从最上侧示出用于逆变器电路的参考波 $V_{inv\#}$ 和载波,用于开关元件 Q_1 的驱动波形,用于第一升压电路的参考波 $V_{bc1\#}$ 和载波,用于开关元件 Q_b 的驱动波形,以及逆变器装置1输出的AC电力的电流波形的目标值和测量值的曲线图。这些曲线图的水平轴表示时间,且彼此一致。

[0270] 如图13中所示,发现控制输出电流以便其实际测量值 I_a 与目标值 I_{a*} 一致。

[0271] 此外,发现控制其中第一升压电路10的开关元件 Q_{b1} 执行开关操作的时段以及其中逆变器电路11的开关元件 Q_1 至 Q_4 执行开关操作的时段以便在其间交替切换。

[0272] [5对第二升压电路的控制]

[0273] 第二升压电路控制单元35(图3)控制第二升压电路41的开关元件 Q_{b2} 。

[0274] 第二升压电路控制单元35产生第二升压电路载波,且借助控制处理单元30赋予的第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 调制这个载波,以产生用于驱动开关元件 Q_{b2} 的驱动波形。

[0275] 第二升压电路控制单元35和逆变器电路控制单元33基于驱动波形控制各个开关元件,由此使逆变器电路11输出具有接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv*} 的波形的电压波形的AC电力。

[0276] 在图14中,(a)是示出第二升压电路载波和第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 的波形之间的比较。在图14的(a)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。

[0277] 通过第二升压电路控制单元35产生的第二升压电路载波是三角波,且具有设定为与升压电路电压目标值 V_{o*} 的电压幅值相同的值(幅值 A_1)的幅值。根据来自控制处理单元30等的控制命令,通过第二升压电路控制单元35设定第二升压电路载波的频率,以便实现预定占空比。

[0278] 在本实施例中,第二DC输入电压检测值 $V_{g.2}$ 是150伏特。

[0279] 如上所述,升压电路电压目标值 V_o^* 改变以便在其中逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值大致等于或大于第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 的时段期间跟随逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值,且在另一时段期间跟随第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 。因此,第二升压电路载波的幅值也根据升压电路电压目标值 V_o^* 变化。

[0280] 第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 的波形(以下可称为第二升压电路参考波 $V_{bc2\#}$)对应于通过控制处理单元30,基于升压电路电流目标值 $I_{in.2}^*$ 计算的值,且与第一升压电路参考波 $V_{bc1\#}$ 不同,在整个范围上几乎具有正值。因此第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 几乎跨越第二升压电路载波的整个范围。

[0281] 第二升压电路控制单元35比较第二升压电路载波和第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$,且产生用于驱动开关元件 Q_{b2} 的驱动波形,以便在其中第二升压电路参考波 $V_{bc2\#}$ 等于或大于第二升压电路载波的时段期间开启,且在其中第二升压电路参考波 $V_{bc2\#}$ 等于或小于第二升压电路载波的时段期间关闭。

[0282] 在图14中,(b)示出由第二升压电路控制单元35产生的用于驱动开关元件 Q_{b2} 的驱动波形。在图14的(b)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。图14的(b)中的水平轴与图14的(a)中的水平轴一致。

[0283] 如上所述,第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 几乎跨越第二升压电路载波的整个范围。因此,第二升压电路控制单元35产生驱动波形以便使开关元件 Q_{b2} 在整个范围上执行开关操作。

[0284] 如上所述,第二升压电路控制单元35借助第二升压电路电压参考值 $V_{bc2\#}$ 调制第二升压电路载波,以产生代表用于开关的脉冲宽度的驱动波形。第二升压电路控制单元35基于所产生的驱动波形对第二升压电路41的开关元件 Q_{b2} 执行PWM控制。

[0285] 在基于上述驱动波形进行控制时,第二升压电路41输出接近于第二升压电路电流目标值 $I_{in.2}^*$ 的电流波形。因此,第二升压电路41输出的功率的最小电压值基本上与第一DC输入电压检测值 $V_{g.1}$ 一致(参见图9中的(b)),借此,可防止从第二升压电路41输出的电力的电压值变得远低于从第一升压电路10输出的电力的电压值。因此,可防止其中未获得通过第二升压电路41从第二阵列40提供功率的时段的出现,借此可抑制供电效率的降低。

[0286] 从第二升压电路41赋予逆变器电路11的电力的电压基本上与从第一升压电路10赋予逆变器电路11的功率(通过第一升压电路10升压的功率以及第一阵列2输出的DC电力)的电压一致。因此,从第二升压电路41赋予逆变器电路11的功率与从第一升压电路10赋予逆变器电路11的功率叠加,且随后将最终功率赋予逆变器电路11。

[0287] 基于从两个升压电路10和41赋予的功率,逆变器电路11输出具有接近于上述逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的电压波形的AC电力。

[0288] [6输出的AC电力的电流相位]

[0289] 输出具有接近于逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 的电压波形的AC电力的本实施例的升压电路10和41以及逆变器电路11两者在后续级通过控制单元12的控制连接至滤波器电路21。逆变器装置1将AC电力通过滤波器电路21输出至商用电力系统3。

[0290] 这里,通过控制处理单元30产生逆变器输出电压目标值 V_{inv}^* 以便具有如上所述领先商用电力系统3的电压相位几度的电压相位。

[0291] 因此,由升压电路10和41以及逆变器电路11两者输出的AC电压也具有领先商用电力系统3的电压相位几度的电压相位。

[0292] 因此,将来自升压电路10和41以及逆变器电路11两者的AC电压施加至滤波器电路21的AC电抗器22的一端(图2),且商用电力系统3的电压施加至另一端。因此,具有彼此偏移几度的相位的电压施加至AC电抗器22的相应端。

[0293] 在图15中,(a)是示出逆变器电路11输出的AC电压,商用电力系统3以及AC电抗器22两端之间的电压的电压波形的曲线图。在图15的(a)中,垂直轴表示电压且水平轴表示时间。

[0294] 如图15的(a)中所示,当具有彼此偏移几度的相位的电压施加至AC电抗器22的相应端时,AC电抗器22两端之间的电压等于施加至AC电抗器22的相应端且具有彼此偏移几度的相位的电压之间的差。

[0295] 因此,如图15的(a)中所示,AC电抗器22的两端之间的电压相位领先商用电力系统3的电压相位90度。

[0296] 在图15中,(b)是示出AC电抗器22中流动的电流的波形的曲线图。在图15的(b)中,垂直轴表示电流且水平轴表示时间。图15的(b)中的水平轴与图15的(a)中的水平轴一致。

[0297] AC电抗器22的电流相位落后其电压相位90度。因此,如图15的(b)中所示,通过AC电抗器22输出的AC电力的电流相位与商用电力系统3的电流相位同步。

[0298] 因此,虽然逆变器电路11输出的电压相位领先商用电力系统3的相位几度,但是逆变器电路11输出的电流相位与商用电力系统3的电流相位一致。

[0299] 因此,逆变器装置1输出的AC电力的电流波形的相位与商用电力系统3的电压相位一致。

[0300] 因此,可输出与商用电力系统3的电压同相的AC电力。

[0301] [7其他]

[0302] 本发明不限于上述实施例。在上述实施例中,已经示出其中两个太阳能电池阵列,即第一阵列2和第二阵列40并联连接至逆变器电路11的示例。但是,例如,可连接更多的太阳能电池阵列,且可连接更多的连接了太阳能电池阵列的升压电路。在这种情况下,在连接的更多的太阳能电池阵列中,输出具有最高电压值的功率的太阳能电池阵列可用作上述实施例的第一阵列2,且其他阵列可用作上述实施例的第二阵列40。

[0303] 而且在这种情况下,处于具有最高电压值的太阳能电池阵列的最优操作点的电压值用作第一输入电压设定值 V_{set1} ,且控制其他太阳能电池阵列以便其他太阳能电池阵列输出的功率的最小电压值基本上与第一输入电压设定值 V_{set1} 一致。

[0304] 而且在这种情况下,可避免其中未获得来自多个太阳能电池阵列的功率提供的时段的出现,借此可抑制逆变器1的效率的降低。

[0305] 在上述实施例中,用于逆变器电路,第一升压电路以及第二升压电路的载波的幅值设定为升压电路电压目标值 V_{o*} 。但是,可提供用于检测电容器19的两端之间电压的电压传感器,从而获得升压电路电压检测值 V_o ,且可利用升压电路电压检测值 V_o 执行控制。

[0306] 在这种情况下,升压电路电压检测值 V_o 可用作各个载波的幅值。因此,即使DC电源的系统电压或输出电压改变时,也可以输出具有减少的失真的AC电流。

[0307] [8补充附注]

[0308] 已经正式可利用实际的机器获得与上述实施例中各个仿真相同的结果。

[0309] <<AC-DC转换装置>>

[0310] [总体配置]

[0311] 以下将说明执行AC至DC电力转换的转换装置1R的实施例。

[0312] 图16是示出包括转换装置1R的电力存储系统的示例的框图。在图16中,蓄电池81和82连接至转换装置1R的两个系统的输出端,且商用电力系统3(AC系统)连接至转换装置1R的输入端。电力存储系统能将商用电力系统3提供的功率从AC转换成DC并将转换的功率存储在蓄电池81和82中。

[0313] 转换装置1R包括:将从商用电力系统3接收的AC电力转换成DC电力的AC/DC转换器11u;作为对AC/DC转换器11u的输出电压进行降压的DC/DC转换器的第一降压电路10d以及第二降压电路41d;以及控制这些电路10d,11u以及41d的操作的控制单元12。如与图1比较而显而易见的,能量流动的方向是反向的。

[0314] 图17是转换装置1R的电路图的示例。与图2不同的是,首先,图2中的太阳能电池阵列2和40以蓄电池81和82替代。此外,虽然其部件相同,但是在转换装置1R中,图2中的第一升压电路10和第二升压电路41以第一降压电路10d以及第二降压电路41d替代,且图2中的逆变器电路11以也能与AC电抗器22协同进行升压操作的AC/DC转换器11u替代。

[0315] 第一降压电路10d以及第二降压电路41d具备分别与图2中的相同的二极管16和43并联的开关元件Qa1和Qa2。对于开关元件Qa1和Qa2来说,例如可采用所示的IGBT或FET。

[0316] 转换装置1R的其他配置基本上与图2中的逆变器装置1的配置相同。因此,转换装置1R具有双向特性,且在连接光伏面板时能执行与图2中的逆变器装置1相同的操作。此外,转换装置1R也能通过将蓄电池81和82的DC电力转换成AC电力而执行自主操作。

[0317] 在转换装置1R操作为逆变器装置的情况下,开关元件Qa1和Qa2由控制单元12控制,因此开关元件Qa1和Qa2常关或开关元件Qa1与开关元件Qb1交替启动且开关元件Qa2与开关元件Qb2交替启动。此外,第一降压电路10d以及第二降压电路41d分别用作升压电路,且AC/DC转换器11u用作逆变器电路。

[0318] 在基于商用AC系统3的AC电力对蓄电池81和82充电的情况下,控制单元12可通过控制开关元件Q1至Q4的操作执行同步整流。此外,通过在AC电抗器22的存在下执行PWM控制,控制单元12可在执行升压操作的同时执行整流。因此,AC/DC转换器11u将商用AC系统3赋予的AC电力转换成DC电力。

[0319] 第一降压电路10d形成降压斩波电路,且开关元件Qb1和Qa1由控制单元12控制。第二降压电路41d形成降压斩波电路,且开关元件Qb2和Qa2由控制单元12控制。

[0320] 控制第一降压电路10d以及第二降压电路41d的开关操作以便其中各个第一降压电路10d以及第二降压电路41d执行开关操作的时段以及其中AC/DC转换器11u执行开关操作的时段交替切换。因此,在其中各个第一降压电路10d以及第二降压电路41d执行开关操作的时段期间,相应的降压电路将降压的电压输出至蓄电池81和82,且在其中各个降压电路停止开关操作(开关元件Qb1,Qb2关闭且开关元件Qa1,Qa2启动)的时段期间,相应降压电路将AC/DC转换器11u输出并输入至第一降压电路10d和第二降压电路41d的DC电压经由DC电抗器15和42分别赋予至蓄电池81和82。但是,取决于蓄电池81和82的充电状态和电压,出于电压调整的目的,在第一降压电路10d和第二降压电路41d中的一个停止开关操作的同

时,另一个执行用于降压操作的开关操作。

[0321] [电压波形概述]

[0322] 图18是概念性地示出转换装置1R的操作的电压波形示意图。

[0323] 在图18中,(a)示出用于AC/DC转换器11u的AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值的示例。这通常对应于基于商用AC的全波整流波形。双点划线表示用于充电的DC电压 V_g (其与表达式(7)中相同)。如图18的(b)中所示,在其中DC电压 V_g 高于AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值的时段期间(从 t_0 至 t_1 ,从 t_2 至 t_3 ,从 t_4),AC/DC转换器11u与AC电抗器22协作执行开关操作且执行升压操作。

[0324] 同时,在这些时段期间(从 t_0 至 t_1 ,从 t_2 至 t_3 ,从 t_4),第一降压电路10d以及第二降压电路41d中至少一者停止降压操作。注意到图18的(b)中的细条实际上是PWM脉冲串,且其占空根据AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值变化。因此,如果这种状态下的电压施加至蓄电池81,82,则出现图18的(c)中所示的波形。

[0325] 另一方面,其中DC电压 V_g 低于AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值的时段期间(从 t_1 至 t_2 ,从 t_3 至 t_4),AC/DC转换器11u停止开关,且替代地,第一降压电路10d以及第二降压电路41d操作。这里提及的开关是指例如约20kHz下的高频切换,且不是指在这种用于执行同步整流的低频(两倍于商用频率)下的切换。即使开关元件Q1至Q4由于AC/DC转换器11u中的切换停止造成的全部关闭,通过开关元件Q1至Q4中包括的二极管整流的电压被输入至第一降压电路10d以及第二降压电路41d。这里,为了降低传导损耗,优选执行同步整流。

[0326] 在执行同步整流的情况下的AC/DC转换器11u中,通过控制单元12的控制,在其中AC电压 V_a 的符号是正的时段期间,开关元件Q1和Q4启动且开关元件Q2和Q3关闭,且在其中AC电压 V_a 的符号是负的时段期间,反转这些开关元件的启动和关闭。反转的频率是商用频率的两倍高,且因此与高频开关频率相比非常低。因此,由于开/关反转造成的损耗非常小。

[0327] 同时,在时段(从 t_1 至 t_2 ,从 t_3 至 t_4)期间,第一降压电路10d以及第二降压电路41d执行降压操作。图18的(d)中所示的细条实际上是PWM脉冲串,且其占空根据AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值改变。由于降压操作,因此获得图18的(e)中所示的所需DC电压 V_g 。

[0328] 如上所述,仅在其中基于AC电压的AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值低于DC电压 V_g 的时段期间,AC/DC转换器11u操作,且在另一时段期间,停止AC/DC转换器11u中的切换,借此可降低AC/DC转换器11u中的开关损耗。

[0329] 类似地,仅在其中AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值高于DC电压 V_g 的时段期间,第一降压电路10d以及第二降压电路41d操作,且在另一时段期间,停止第一降压电路10d以及第二降压电路41d中至少一者的切换,借此可降低第一降压电路10d以及第二降压电路41d中的开关损耗。

[0330] 因此,AC/DC转换器11u以及第一降压电路10d和第二降压电路41d中至少一者交替执行开关操作。即,对于AC/DC转换器11u,第一降压电路10d以及第二降压电路41d中每一个来说,会出现其中停止切换的时段。此外,因为AC/DC转换器11u在除了AC输入电压目标值 V_{inv*} 的绝对值的峰值及其附近之外的区域中操作,因此AC/DC转换器11u执行切换处的电压相对较低。这也有助于降低开关损耗。因此,可大幅降低转换装置1R的整体开关损耗。

[0331] [控制的说明]

[0332] 转换装置1R的控制可被认为是通过反转通过图2中的逆变器装置1互连的系统中

的控制方向而获得的类似控制。利用可执行与逆变器装置1中相同的系统互连的转换装置1R,这种控制也适于在逆向操作下提高转换装置1R的效率。

[0333] 逆变器装置1中的各种值,以及与其对应的转换装置1R中的各种值如下。注意到,如果蓄电池81和第一降压电路10d设定为第一DC系统且蓄电池82以及第二降压电路41d设定为第二DC系统,则第一DC系统对应于 $i=1$ 的情况,且第二DC系统对应于 $i=2$ 的情况。

[0334] $I_{a.i*}$:用于来自商用电力系统3的输入电流的目标值

[0335] $I_{in.i}$:降压电路电流检测值

[0336] $I_{in.i*}$:降压电路电流目标值

[0337] I_{inv*} :用于输入至AC/DC转换器11u的AC输入电流的目标值

[0338] $I_{g.i*}$:用于输入至蓄电池81,82的DC输入电流的目标值

[0339] I_c :流过电容器19的电流

[0340] I_{ca} :流过电容器23的电流

[0341] V_a :系统电压检测值

[0342] $V_{g.i}$:蓄电池电压值

[0343] V_{inv*} :用于输入至AC/DC转换器11u的AC输入电压的目标值

[0344] V_{o*} :用于输入至第一,第二降压电路10d,41d的输入电压的目标值

[0345] $P_{in.i}$:至蓄电池81,82的输入功率

[0346] P_{LOSS} :转换装置1R中的功耗

[0347] η_i :转换效率

[0348] 因此,能适用对应于用于图2中的逆变器装置1的上述表达式(1)至(8)的下述关系。

[0349] 对应于表达式(1)的输入至蓄电池81,82的输入功率的平均值 $\langle P_{in.i} \rangle$ 表达如下。

[0350] $\langle P_{in.i} \rangle = \langle I_{in.i} \times V_{g.i} \rangle \dots (R1)$

[0351] 对应于表达式(2),用于从商用电力系统3至各个蓄电池的输入电流的目标值的有效值 $\langle I_{a.i*} \rangle$ 表达如下。

[0352] $\langle I_{a.i*} \rangle = \langle I_{g.i*} \times V_{g.i} \rangle / (\langle V_a \rangle \times \eta_i) \dots (R2)$

[0353] 对应于表达式(3)的输入电流目标值 I_{a*} 表达如下。

[0354] $I_{a.i*} = (\sqrt{2}) \times \langle I_{a.i*} \rangle \times \sin \omega t \dots (R3)$

[0355] 对应于表达式(4)的AC输入电流目标值 I_{inv*} 表达如下。

[0356] $I_{inv*} = \Sigma I_{a.i*} - s_{Ca} V_a \dots (R4)$

[0357] 利用相对于时间 t 的导数,上述表达式(R4)表达如下。

[0358] $I_{inv*} = \Sigma I_{a.i*} - C_a \times (d V_a / dt) \dots (R4a)$

[0359] 对应于表达式(5)的AC输入电压目标值 V_{inv*} 表达如下。

[0360] $V_{inv*} = V_a - Z_a I_{inv*} \dots (R5)$

[0361] 利用相对于时间 t 的导数,上述表达式(R5)表达如下。

[0362] $V_{inv*} = V_a - Z_a \times (d I_{inv*} / dt) \dots (R5a)$

[0363] 如上所述,在AC/DC转换器11u和滤波器电路21之间的电路连接点P处设置作为AC侧目标值的用于AC/DC转换器11u的输入目标值(I_{inv*}, V_{inv*}),如图17中所示。因此,对于执行系统互连的情况来说,设定目标值的点移动至商用电力系统3和转换装置1R之间的电

路连接点之前的级 (AC/DC转换器11u一侧)。这样,可以说,执行AC和DC之间适当的互连,“反向”系统互连。

[0364] 对于用于对应于表达式 (6) 的第一降压电路10d以及第二降压电路41d的输入电压目标值 V_o^* 来说, V_{gf} ,即表达式 (6) 中的 $(V_g - Z I_{in.i}^*)$ 由 V_{gr} ,即 $(V_g + Z I_{in.i}^*)$ 取代,以获得如下表达式。

[0365] $V_o^* = \text{Max}(V_g + Z I_{in.i}^*, V_{inv}^* \text{的绝对值}) \dots (R6)$

[0366] 如表达式 (7) 中一样,蓄电池81和82的电压值中较大的一个可用作蓄电池电压值 V_g 。

[0367] $V_g = \text{Max}(V_{g.i}) \dots (R7)$

[0368] 降压电路电流目标值 $I_{in.i}^*$ 表达如下。

[0369] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* - K_i \{ (sC_a V_a) V_{inv}^* + (sC_o V_o^*) \times V_o^* \}] / (V_{g.i} + Z I_{in.i}) \dots (R8)$

[0370] 利用相对于时间 t 的导数,上述表达式 (R8) 表达如下。

[0371] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* - K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) \times V_{inv}^* + (C_o \times dV_o^*/dt) \times V_o^* \}] / (V_{g.i} + Z I_{in.i}) \dots (R8a)$

[0372] 如果检测到流过电容器19的电流且检测电流由 I_{co} 表示,则获得下述表达式。

[0373] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* - K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv}^* + I_{co} \times V_o^* \}] / (V_{g.i} + Z I_{in.i}) \dots (R8b)$

[0374] 在表达式 (R8), (R8a) 和 (R8b) 中,第三项是考虑到通过电容器19的无功功率而加入的值。即,除了用于AC/DC转换器11u的功率目标值之外考虑无功功率使得能更精确地计算 I_{in}^* 的值。

[0375] 而且,如果预先测量逆变器装置1的功耗 $P_{LOSS.I}$,则上述表达式 (R8a) 可表达如下。

[0376] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* - K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv}^* + (C \times dV_o^*/dt) \times V_o^* \} - P_{LOSS.i}] / (V_{g.i} + Z I_{in.i}) \dots (R8c)$

[0377] 类似地,上述表达式 (R8b) 可表达如下。

[0378] $I_{in.i}^* = [I_{a.i}^* \times V_{inv}^* - K_i \{ (C_a \times dV_a/dt) V_{inv}^* + I_{co} \times V_o^* \} - P_{LOSS.i}] / (V_{g.i} + Z I_{in.i}) \dots (R8d)$

[0379] 在这种情况下,除了逆变器电路11的功率目标值之外考虑无功功率以及功耗 P_{LOSS} 能更精确的计算 $I_{in.i}^*$ 的值。

[0380] 如上所述,控制单元12执行控制以便第一降压电路10d以及第二降压电路41d在对应于其中用于AC/DC转换器11u的AC输入电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值的部分的输出电压高于DC电压 $(V_g + Z I_{in.i}^*)$ 的情况下操作,且AC/DC转换器11u在对应于其中用于AC/DC转换器11u的AC输入电压目标值 V_{inv}^* 的绝对值的部分的输出电压低于DC电压 $(V_g + Z I_{in.i}^*)$ 的情况下操作。因此,可降低借助AC/DC转换器11u的升压操作的电势差,且可降低由于AC/DC转换器11u,第一降压电路10d以及第二降压电路41d的切换造成的损耗,借此可以以效率输出DC电力。

[0381] 而且,因为第一降压电路10d,第二降压电路41d以及AC/DC转换器11u都基于由控制单元12设定的目标值而操作,因此即使执行操作以便在AC/DC转换器11u和各个第一降压电路10d和第二降压电路41d之间交替切换高频开关周期,也能抑制输入至AC/DC转换器11u

的AC电流中的相位偏移或失真的出现。

[0382] 此外,如上所述,转换装置1R可执行与图2中的逆变器装置1相同的系统互连操作。因此,能实现可用于执行系统互连的DC/AC转换以及AC/DC转换的两个方向中的有效的转换装置。

[0383] <<复合转换装置-第一示例>>

[0384] 以下将说明执行复合功率转换的转换装置1R的示例。

[0385] 图19是示出包括这种转换装置1R的电力存储系统的示例的框图。图19与图16的不同之处在于DC电源的一个系统由太阳能电池阵列2替换且提供作为升压电路的DC/DC转换器10。

[0386] 在这种情况下,蓄电池82从商用电力系统3经由AC/DC转换器11u以及DC/DC转换器41d充电。太阳能电池阵列2的输出的电压通过DC/DC转换器10升压且输出最终的功率作为DC电力。这种功率用于经由DC/DC转换器41d为蓄电池82充电。

[0387] 如果太阳能电池阵列2定义为第一系统($i=1$)且蓄电池82定义为第二系统($i=2$),则通过在表达式(R1)至(R8d)中的 $i=1$ 的情况下将 $I_{g.1}$ 的符号设定为负且利用表达式(R2)替代表达式(2)而实现AC/DC转换器11u以及降压电路(DC/DC转换器)41d的控制。在这种情况下,通过表达式(2)和表达式(R3)获得的 $I_{a.1}$ 具有相对于 V_a 相移180度的相位的AC波形,且通过表达式(2)和表达式(R3)获得的 $I_{a.2}$ 具有与 V_a 相同相位的AC波形。随后,根据表达式(R4)至(R8d)计算控制目标值。在来自第一系统的输出功率和输入至第二系统的输入功率彼此一致的情况下,在通过表达式(R4)获得的至商用电力系统3的输出电流中,有功功率是零且仅存在无功功率,但是从表达式(R5)进行的后继计算是没有问题的。

[0388] 通过这种控制,太阳能电池阵列2的输出可用于为蓄电池82充电。

[0389] <<复合转换装置-第二示例>>

[0390] 以下将说明执行复合功率转换的转换装置1R的另一示例。

[0391] 图20是示出包括这种转换装置1R的电力存储系统的示例的框图。图20与图16的不同之处在于DC电源的一个系统由太阳能电池阵列2替换且提供作为升压电路的DC/DC转换器10(这与图19中相同),且提供操作为逆变器的AC/DC转换器11。

[0392] 在这种情况下,通过DC/DC转换器10升压太阳能电池阵列2的输出的电压且最终的功率输出作为DC电力。这种功率用于经由DC/DC转换器41d对蓄电池82充电。在功率用于为蓄电池82充电之后的剩余功率经由AC/DC转换器11通过系统互连被销售。

[0393] 如果太阳能电池阵列2定义为第一系统($i=1$)且蓄电池82定义为第二系统($i=2$),则通过在表达式(1)至(8d)中的 $i=2$ 的情况下将 $I_{g.2}$ 的符号设定为负且利用表达式(R2)替代表达式(2)而实现AC/DC转换器11以及升压电路(DC/DC转换器)10的控制。在这种情况下,通过表达式(R2)和表达式(3)获得的 $I_{a.2}$ 具有相对于 V_a 相移180度的相位的AC波形,且通过表达式(R2)和表达式(3)获得的 $I_{a.1}$ 具有与 V_a 相同相位的AC波形。随后,根据表达式(4)至(8d)计算控制目标值。在来自第一系统的输出功率和输入至第二系统的输入功率彼此一致的情况下,在通过表达式(4)获得的至商用电力系统3的输出电流中,有功功率是零且仅存在无功功率,但是从表达式(5)进行的后继计算是没有问题的。

[0394] 通过这种控制,通过光伏发电对蓄电池82进行充电,同时可通过系统互连销售剩余功率。

[0395] <<附录>>

[0396] 希望在图2和图17的电路配置中,SiC元件用于DC/DC转换器10,10d,41,41d中包括的至少一种半导体开关元件,以及DC/AC逆变器11(或AC/DC转换器11u)中包括的至少一种半导体开关元件。

[0397] 在上述转换装置1中,可通过减少高频切换的次数减少半导体元件中的开关损耗以及DC电抗器15和42以及AC电抗器22中的铁损耗,但是不能减少半导体元件中的传导损耗。在这点上,利用SiC元件作为半导体元件能降低传导损耗。因此,如果用于转换装置1的SiC元件如上所述进行控制,则可通过其间的协同效应实现高转换效率。

[0398] 注意到本文中公开的实施例在所有方面都是说明性的且不应被认为是限制性的。本发明的范围由权利要求的范围而非上述含义而定义,且旨在涵盖等效于权利要求范围以及该范围内所有变型的含义。

[0399] 参考符号列表

[0400] 1 逆变器装置(转换装置)

[0401] 1R 转换装置

[0402] 2 第一太阳能电池阵列/第一阵列

[0403] 3 商用电力系统

[0404] 10 第一升压电路(DC/DC转换器)

[0405] 10d 第一降压电路(DC/DC转换器)

[0406] 11 逆变器电路

[0407] 11u AC/DC转换器

[0408] 12 控制单元

[0409] 15 DC电抗器

[0410] 16 二极管

[0411] 17 第一电压传感器

[0412] 18 第一电流传感器

[0413] 19 电容器

[0414] 21 滤波器电路

[0415] 22 AC电抗器

[0416] 23 电容器

[0417] 24 第三电流传感器

[0418] 25 第三电压传感器

[0419] 26 电容器

[0420] 30 控制处理单元

[0421] 32 第一升压电路控制单元

[0422] 33 逆变器电路控制单元

[0423] 34 平均处理单元

[0424] 35 第二升压电路控制单元

[0425] 40 第二太阳能电池阵列/第二阵列

[0426] 41 第二升压电路(DC/DC转换器)

- [0427] 41d 第二降压电路 (DC/DC转换器)
- [0428] 42 DC电抗器
- [0429] 43 二极管
- [0430] 44 第二电压传感器
- [0431] 45 第二电流传感器
- [0432] 46 电容器
- [0433] 51 第一计算部
- [0434] 52 第一加法器
- [0435] 53 补偿器
- [0436] 54 第二加法器
- [0437] 61 第二计算部
- [0438] 62 第三加法器
- [0439] 63 补偿器
- [0440] 64 第四加法器
- [0441] 72 第五加法器
- [0442] 73 补偿器
- [0443] 74 第六加法器
- [0444] 81,82 蓄电池
- [0445] P 电路连接点
- [0446] Qb1,Qb2,Qa1,Qa2 开关元件
- [0447] Q1至Q4开关元件

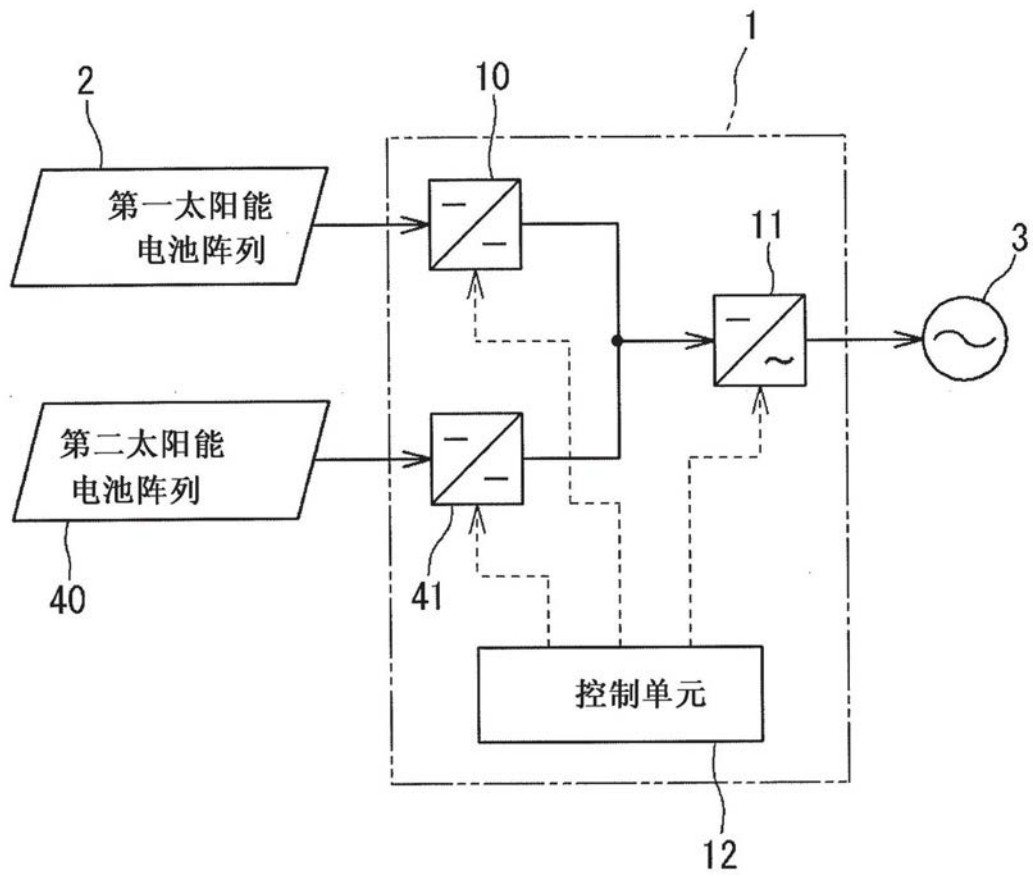


图1

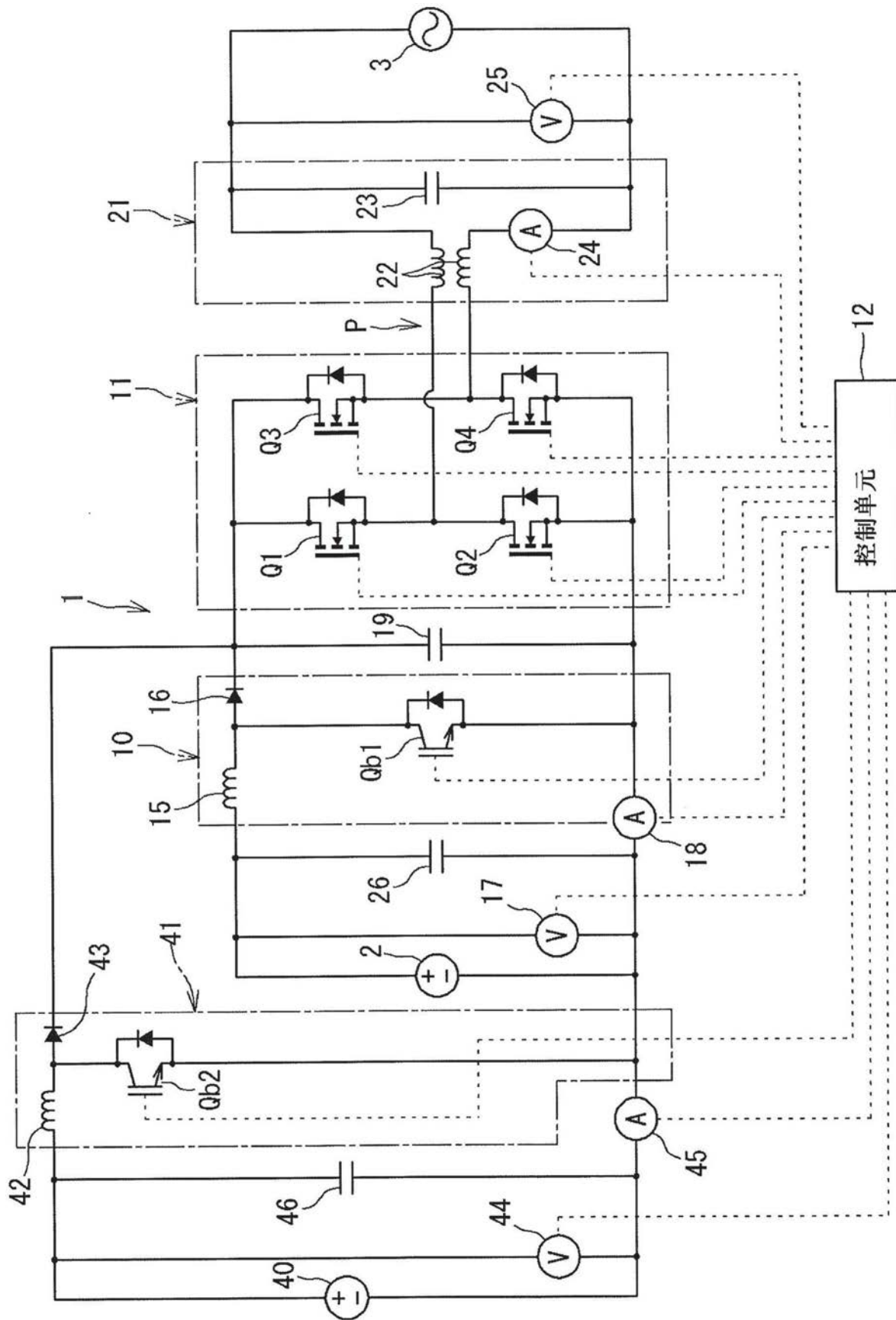


图2

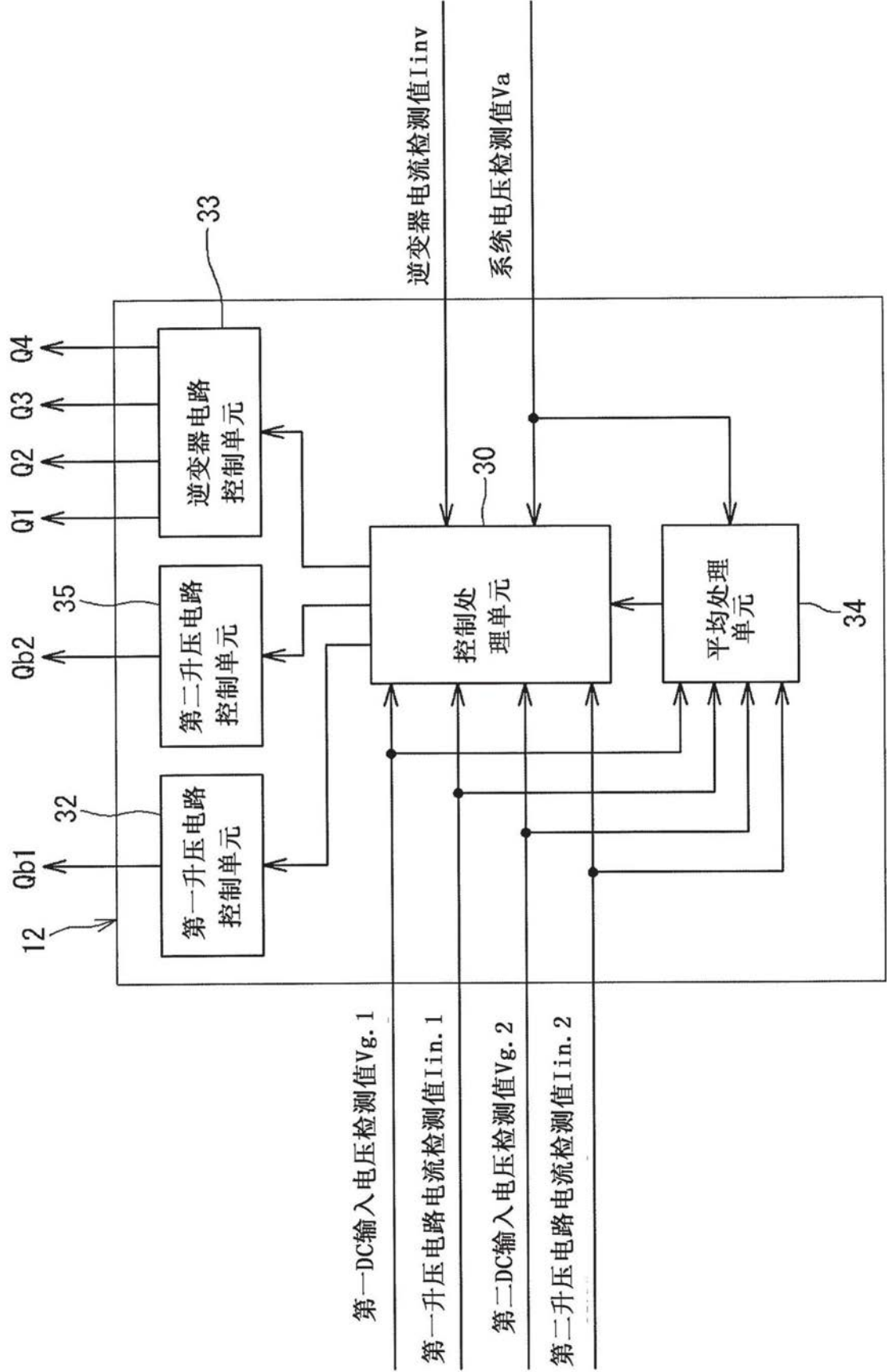


图3

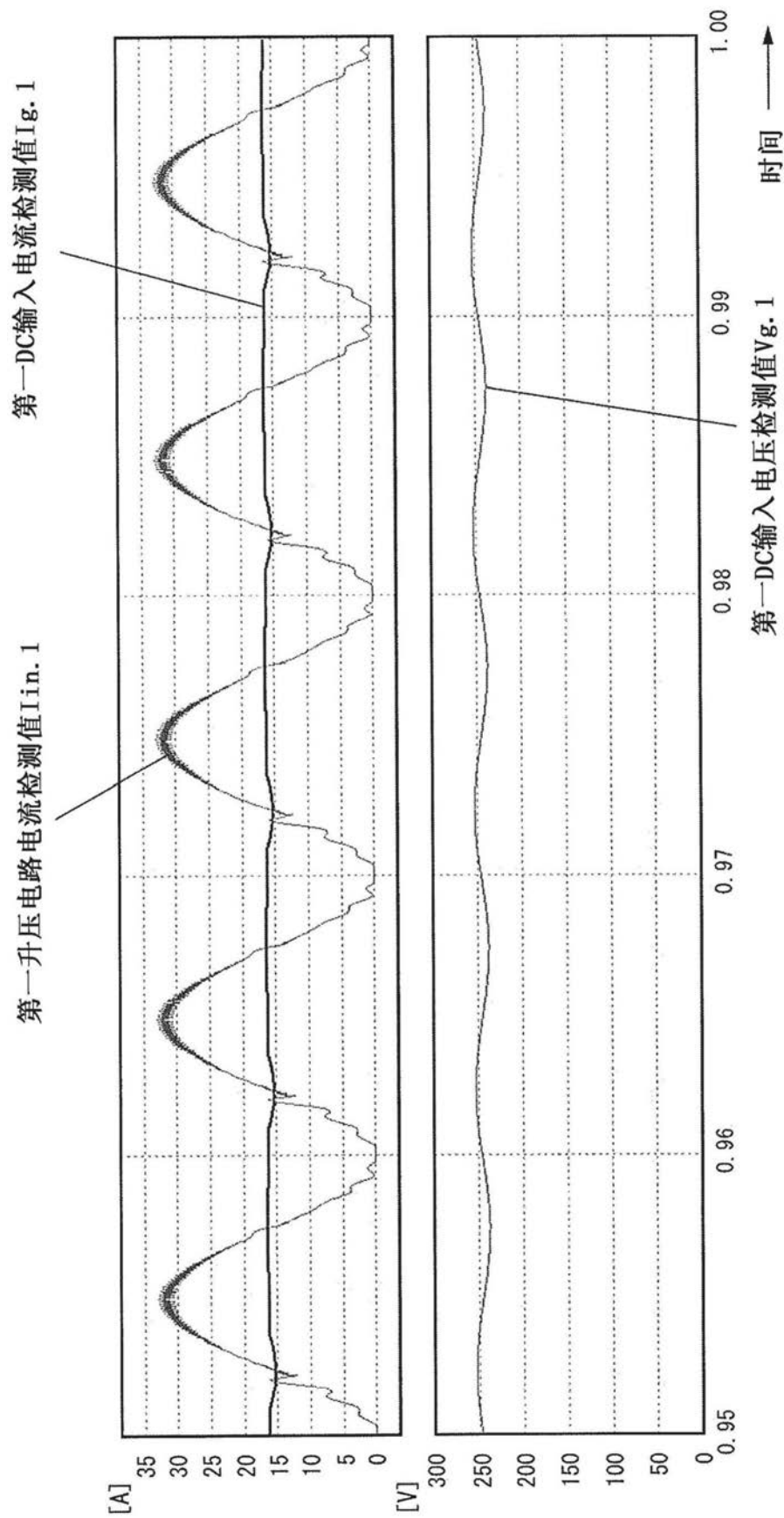


图4

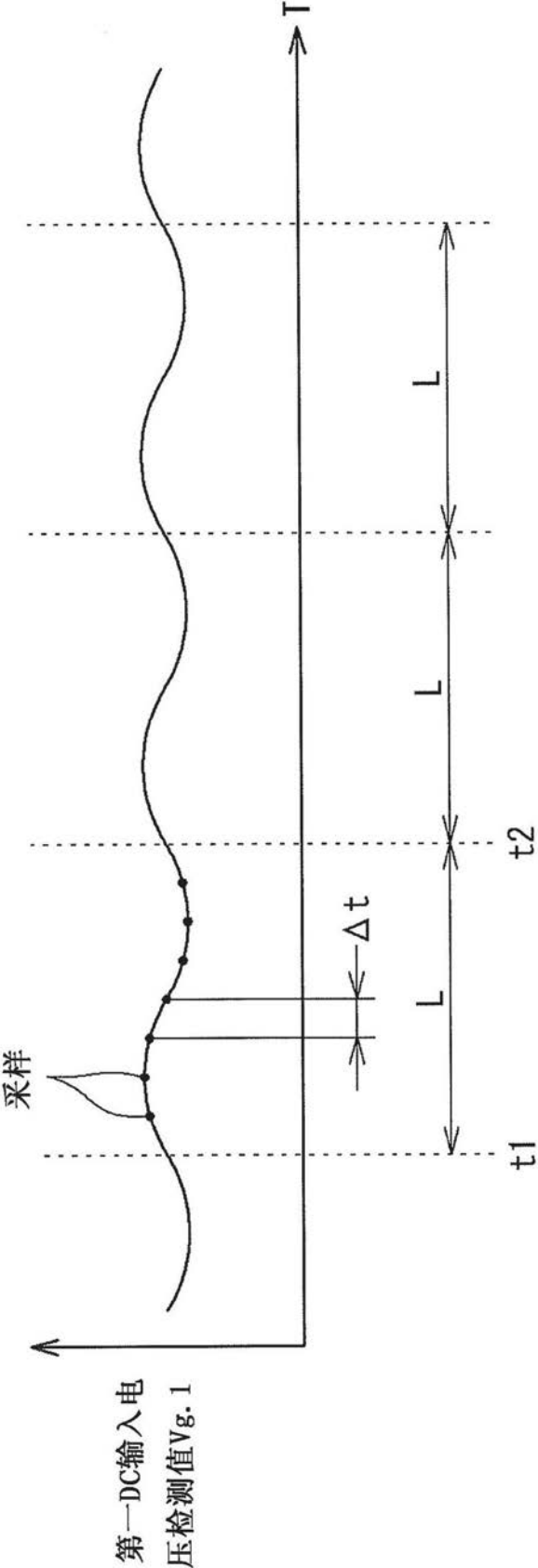


图5

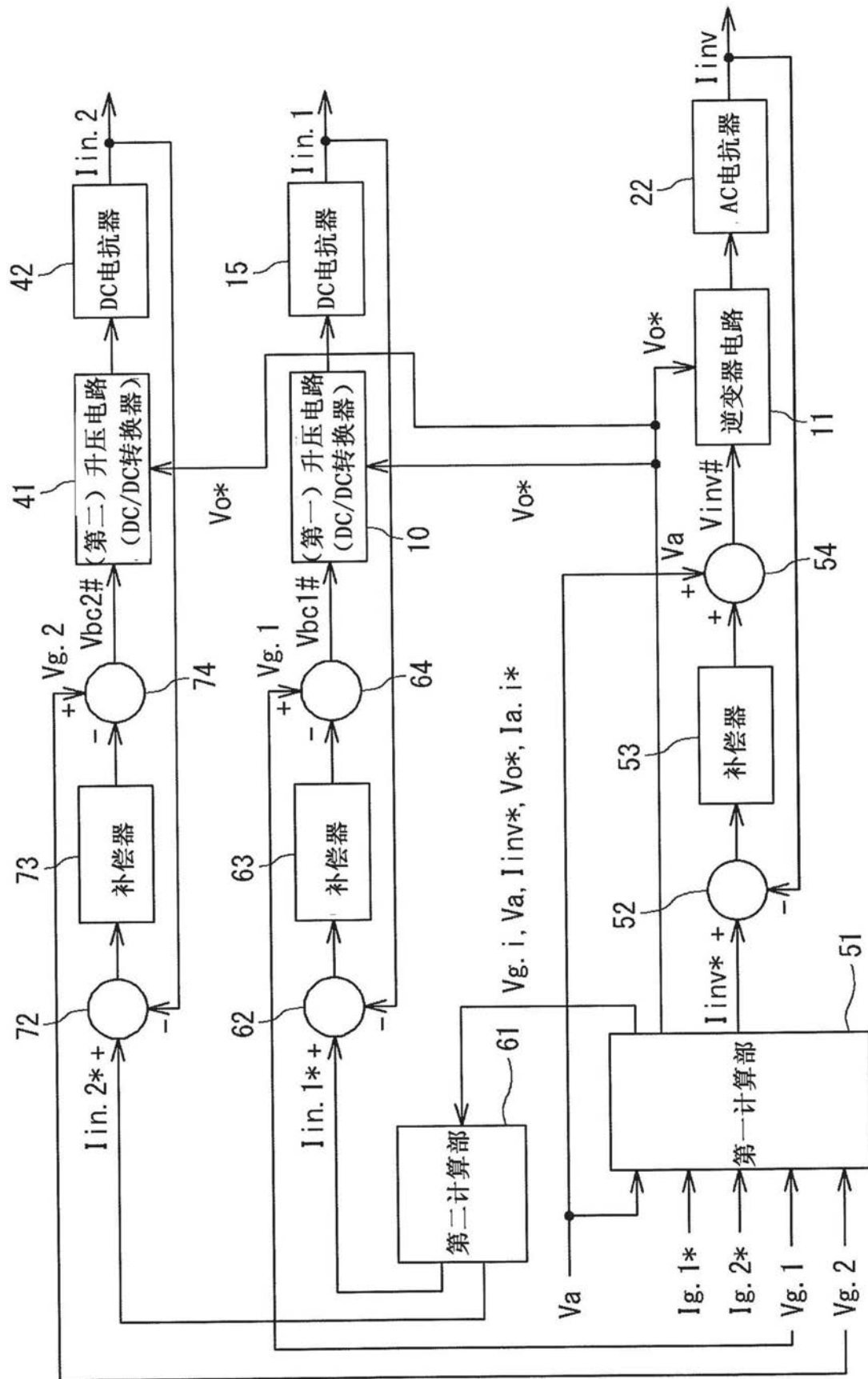


图6

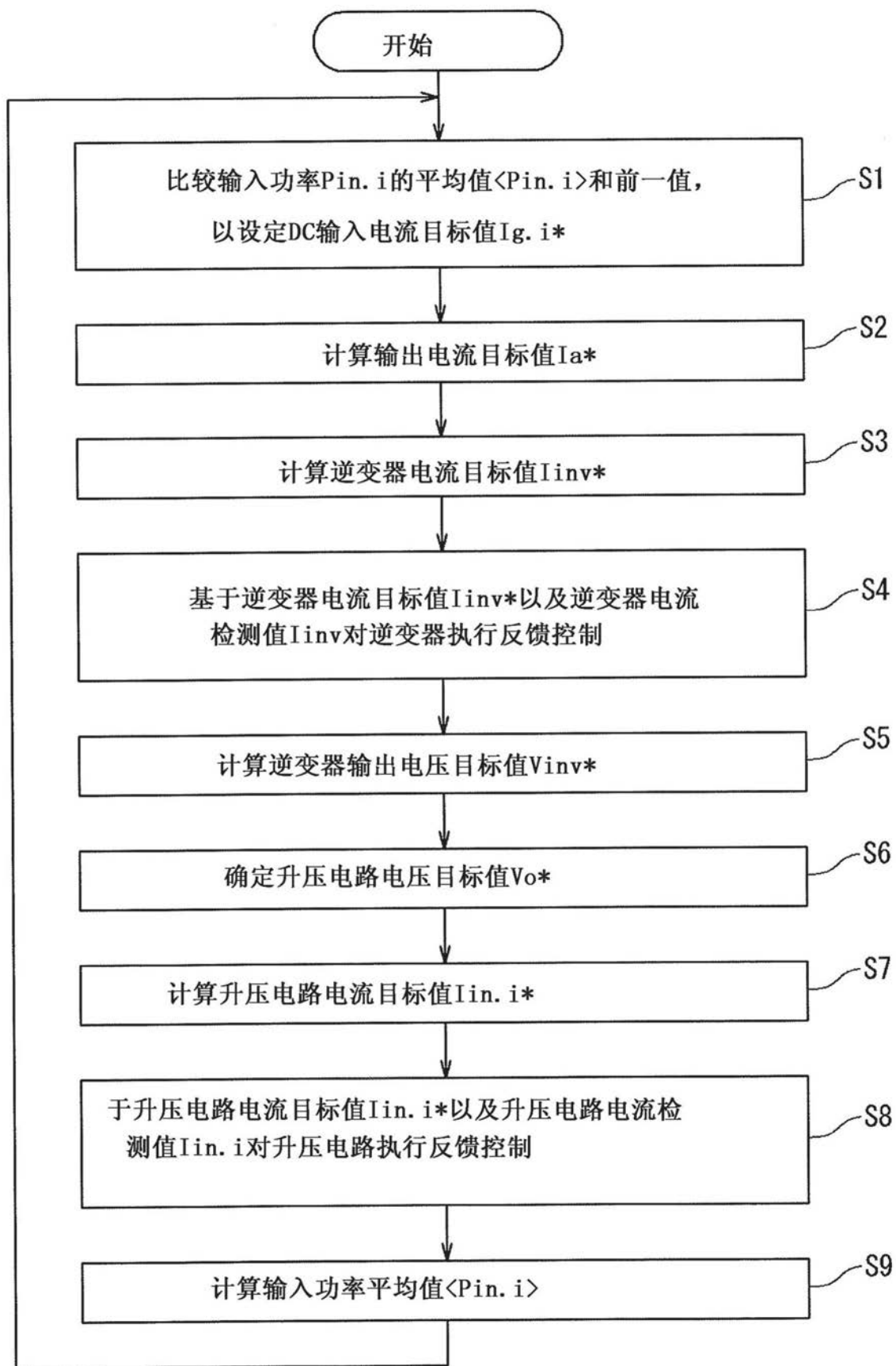


图7

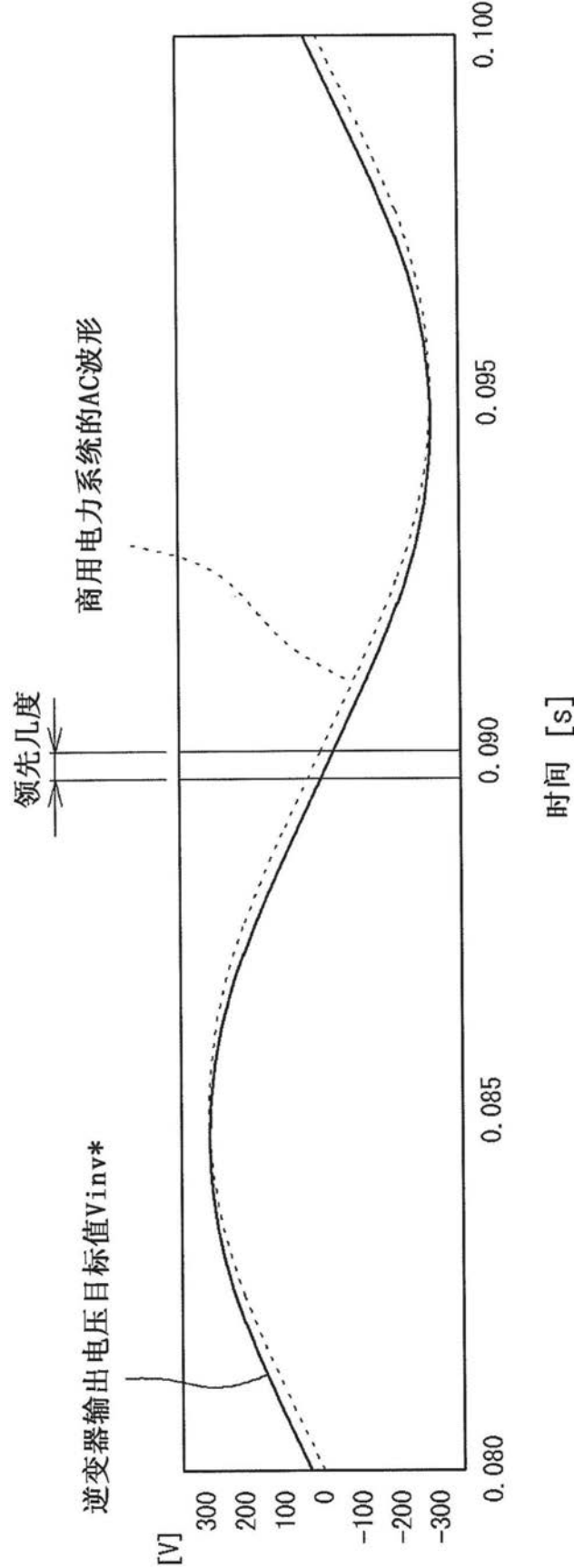


图8

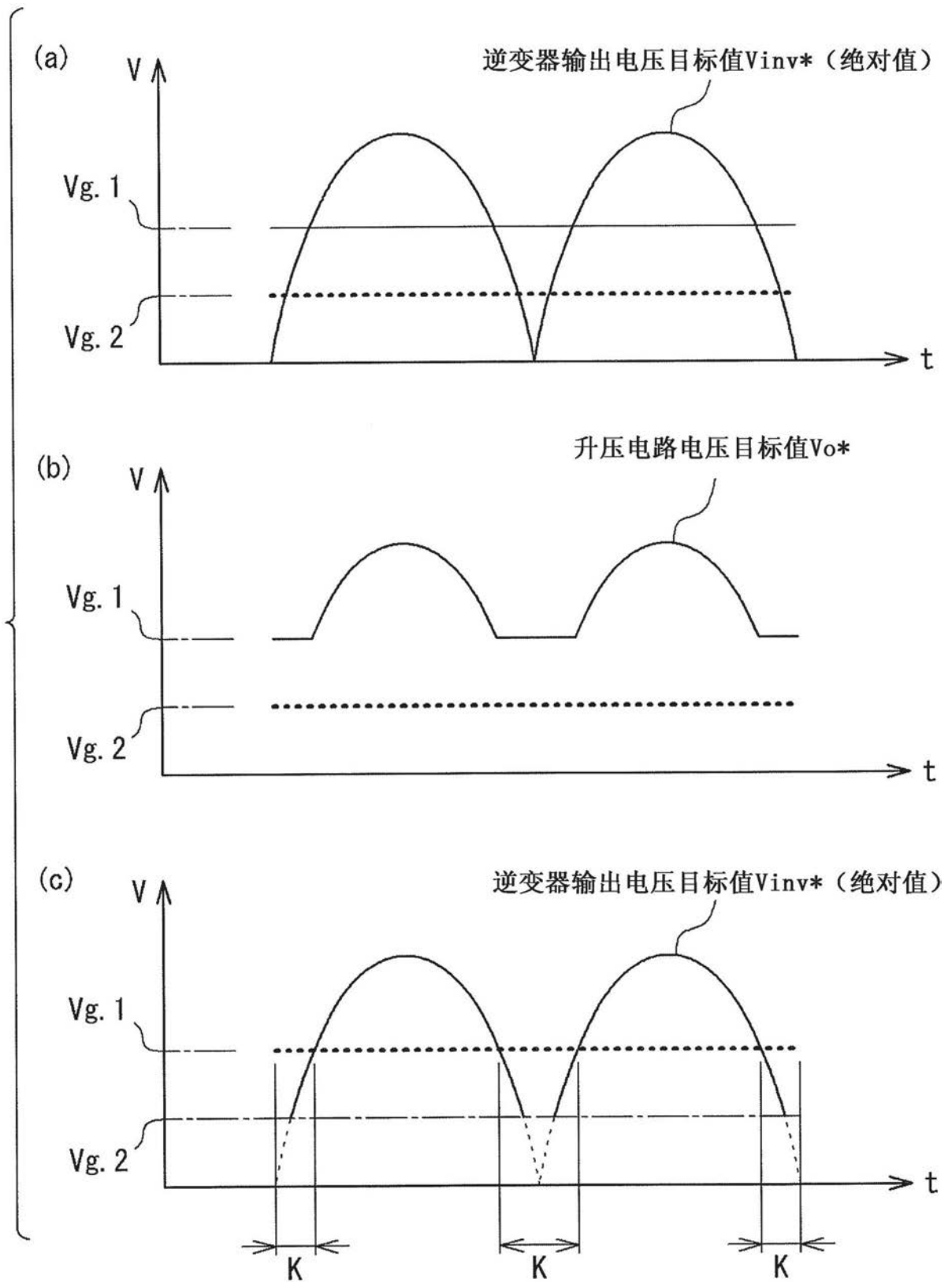


图9

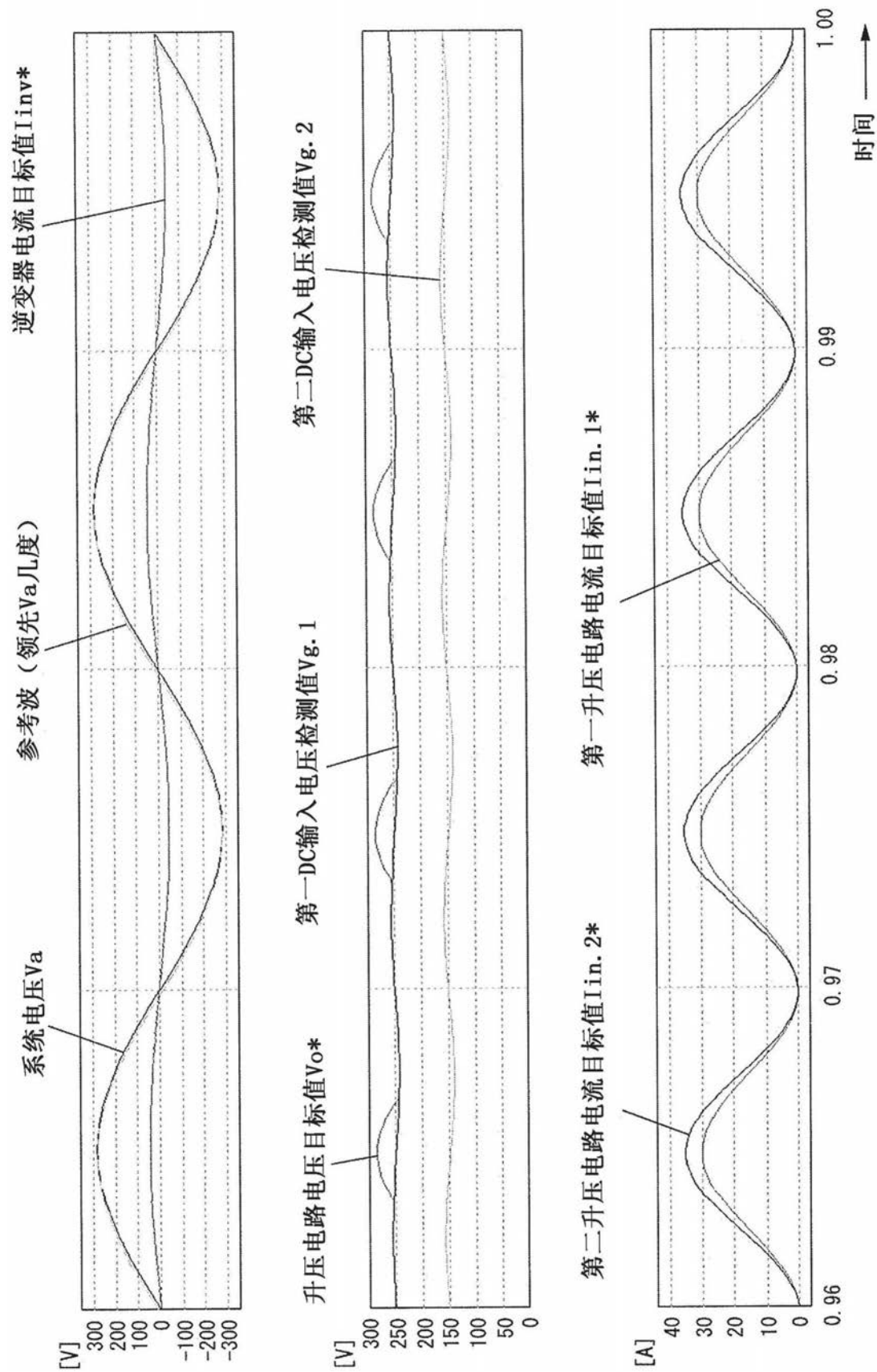


图10

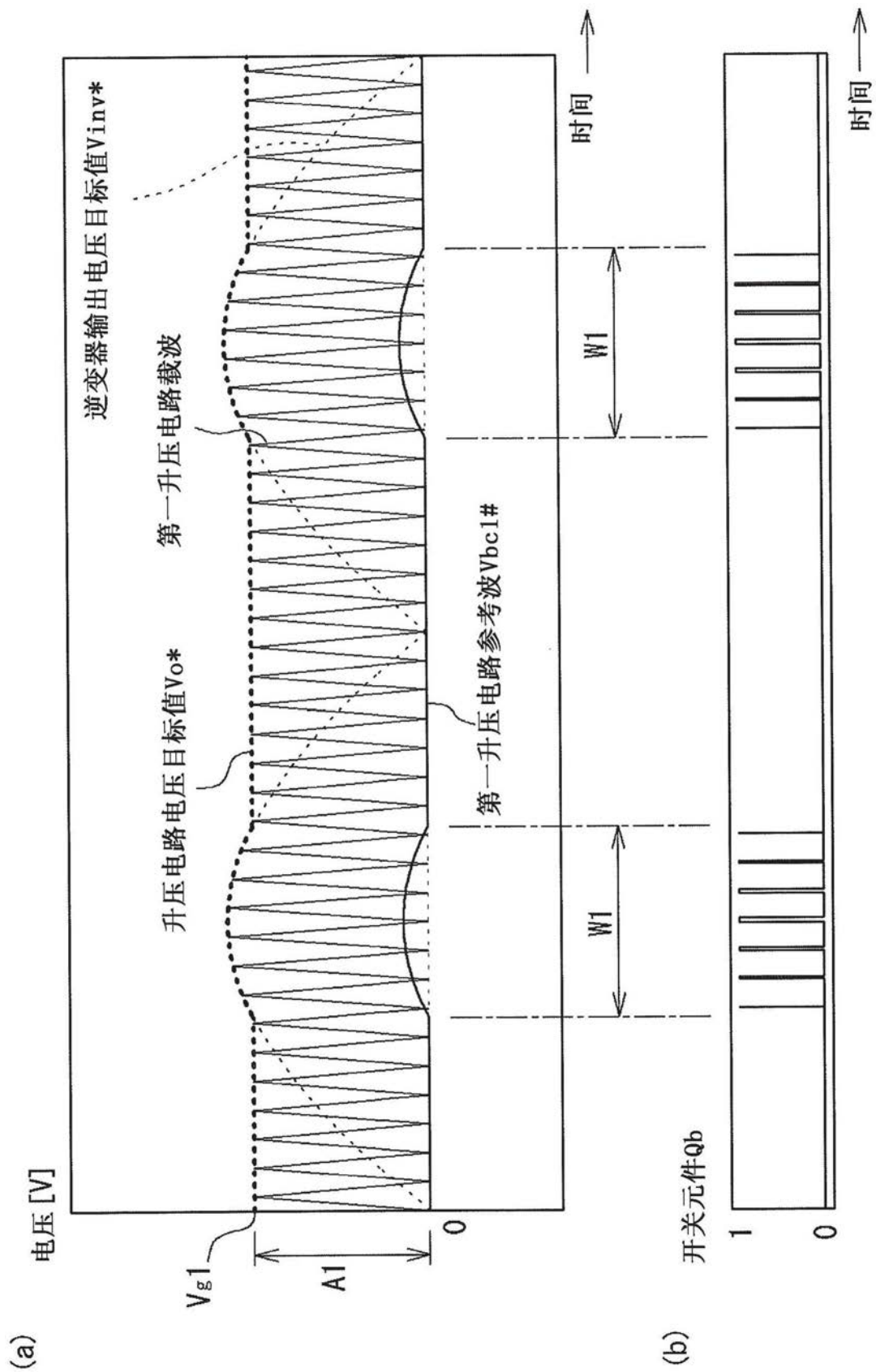


图11

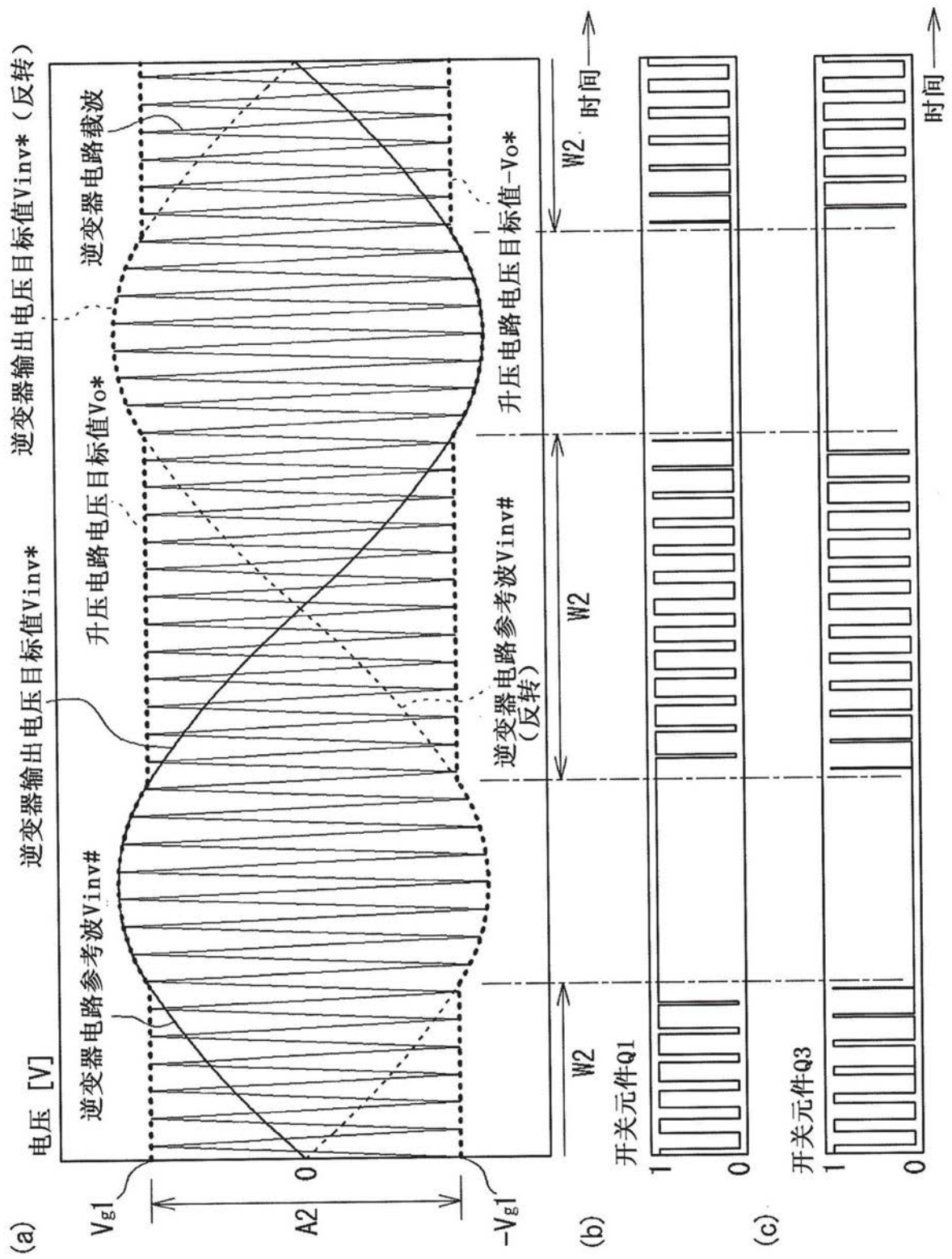


图12

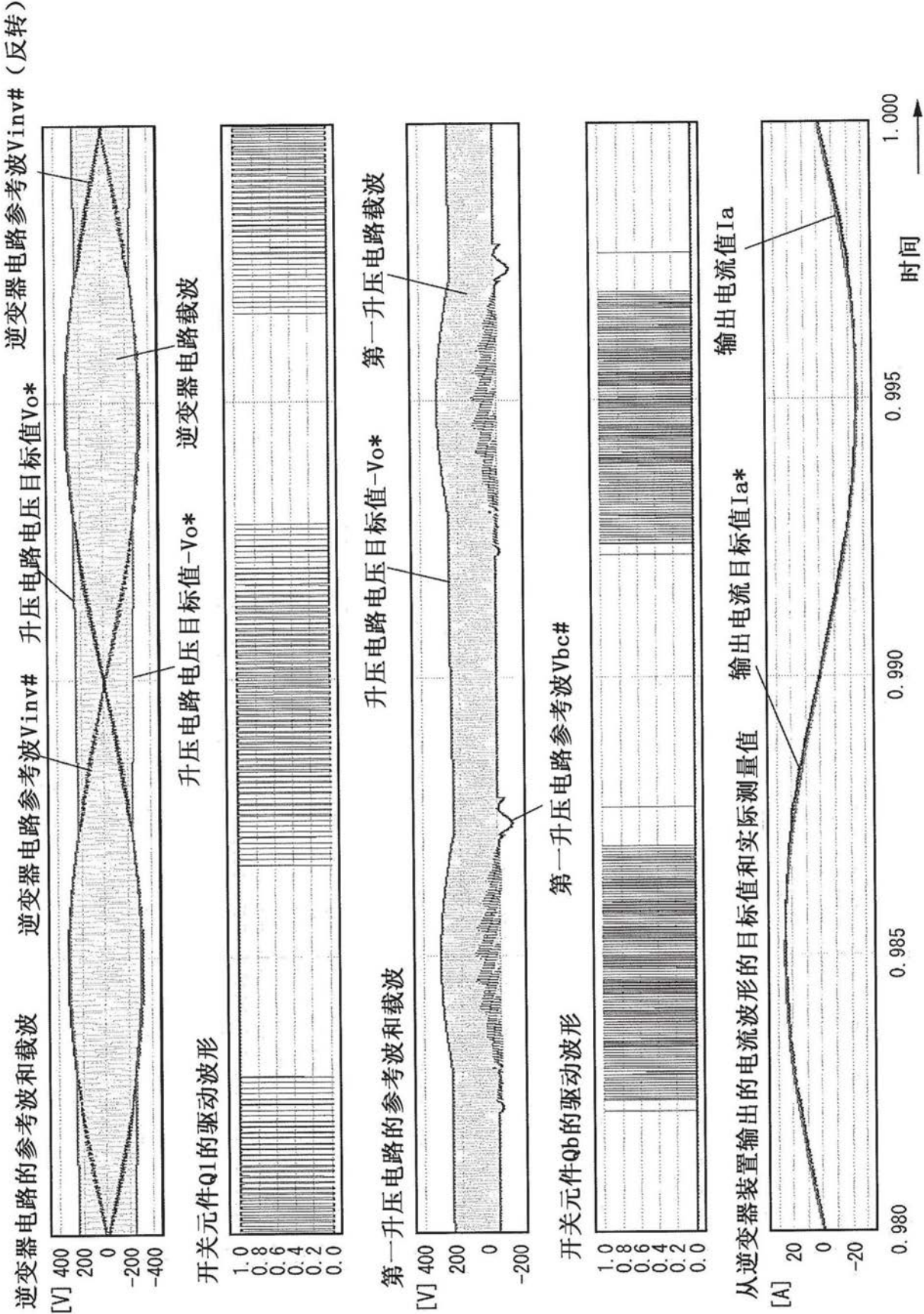


图13

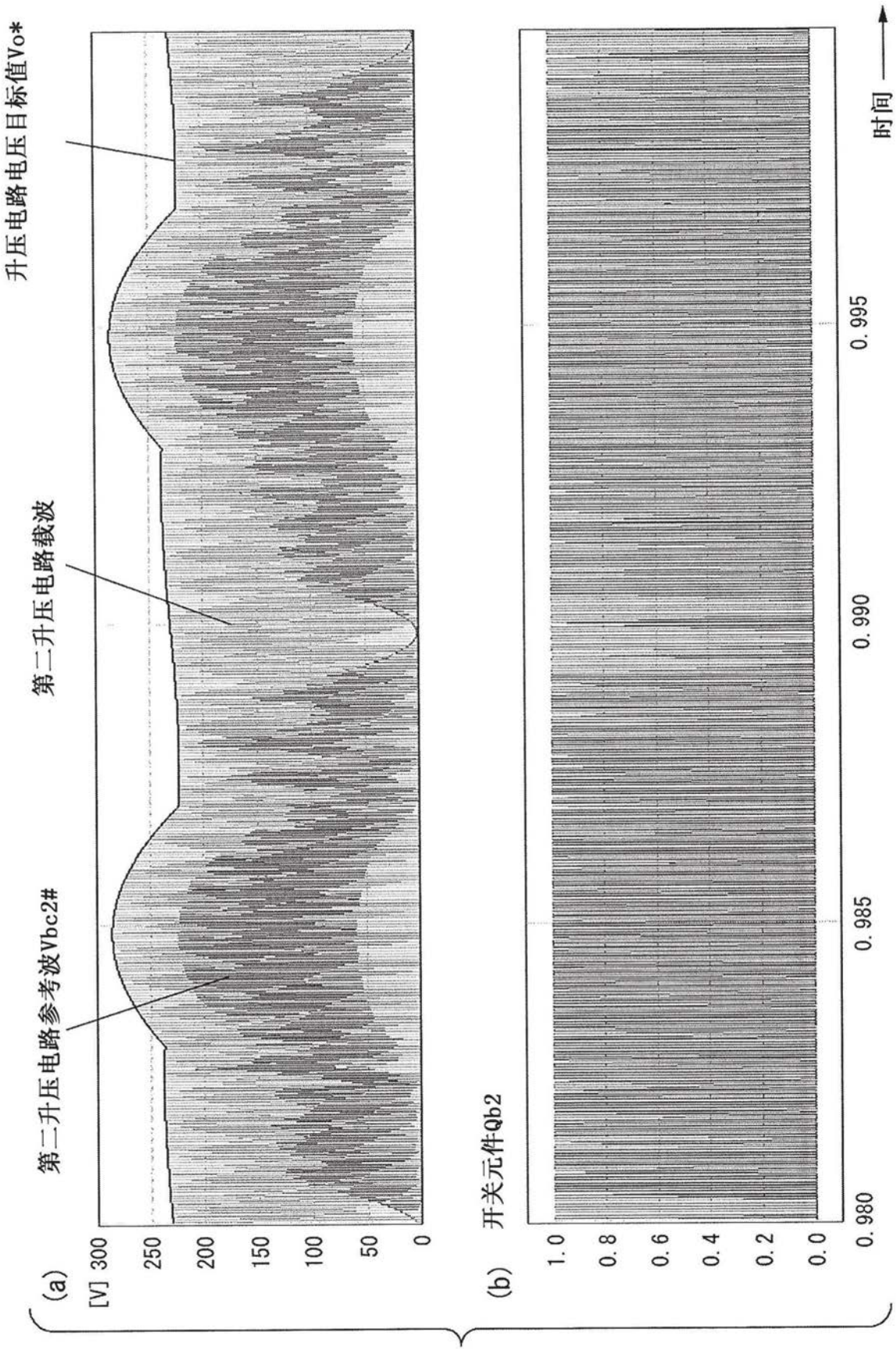


图14

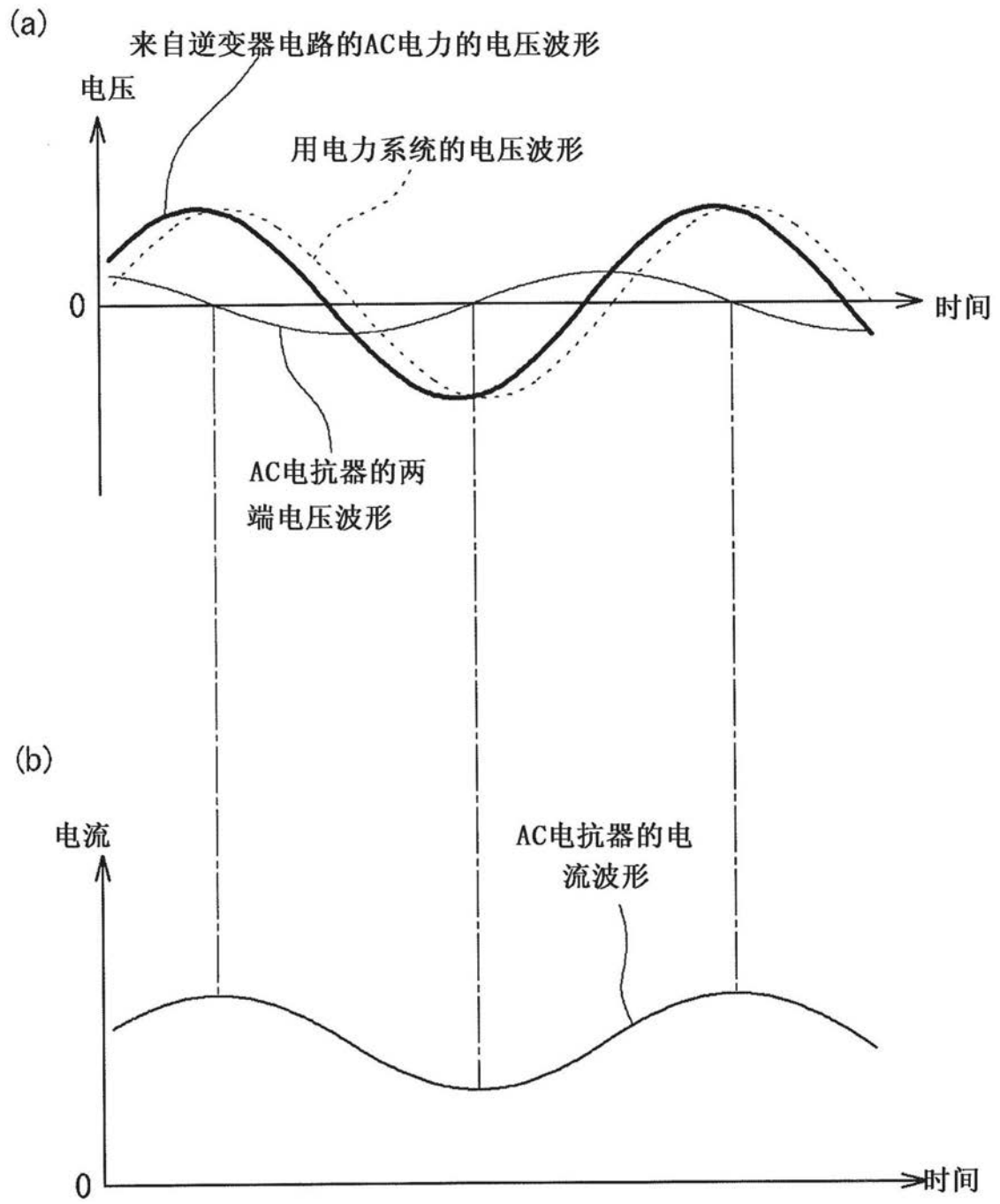


图15

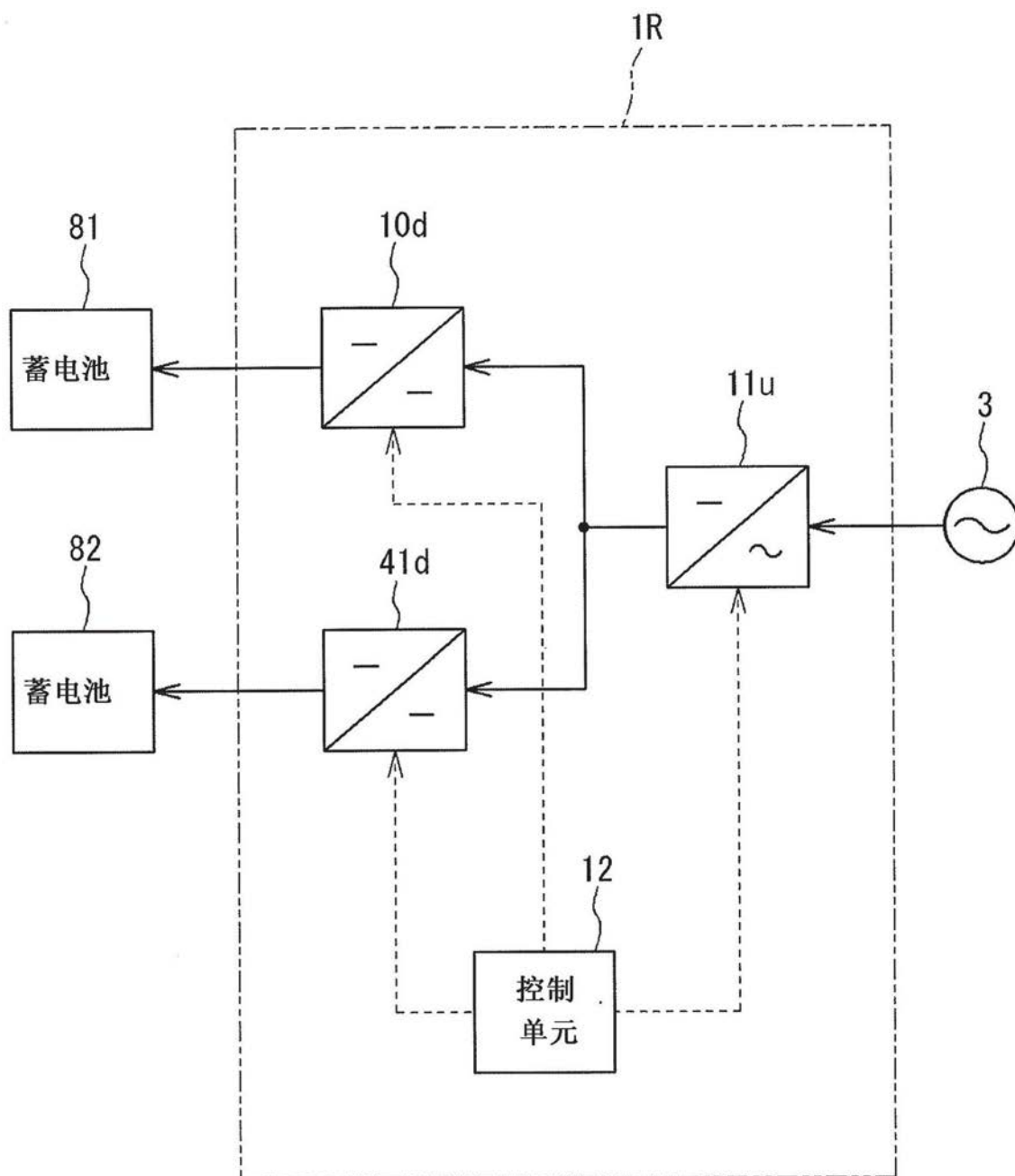


图16

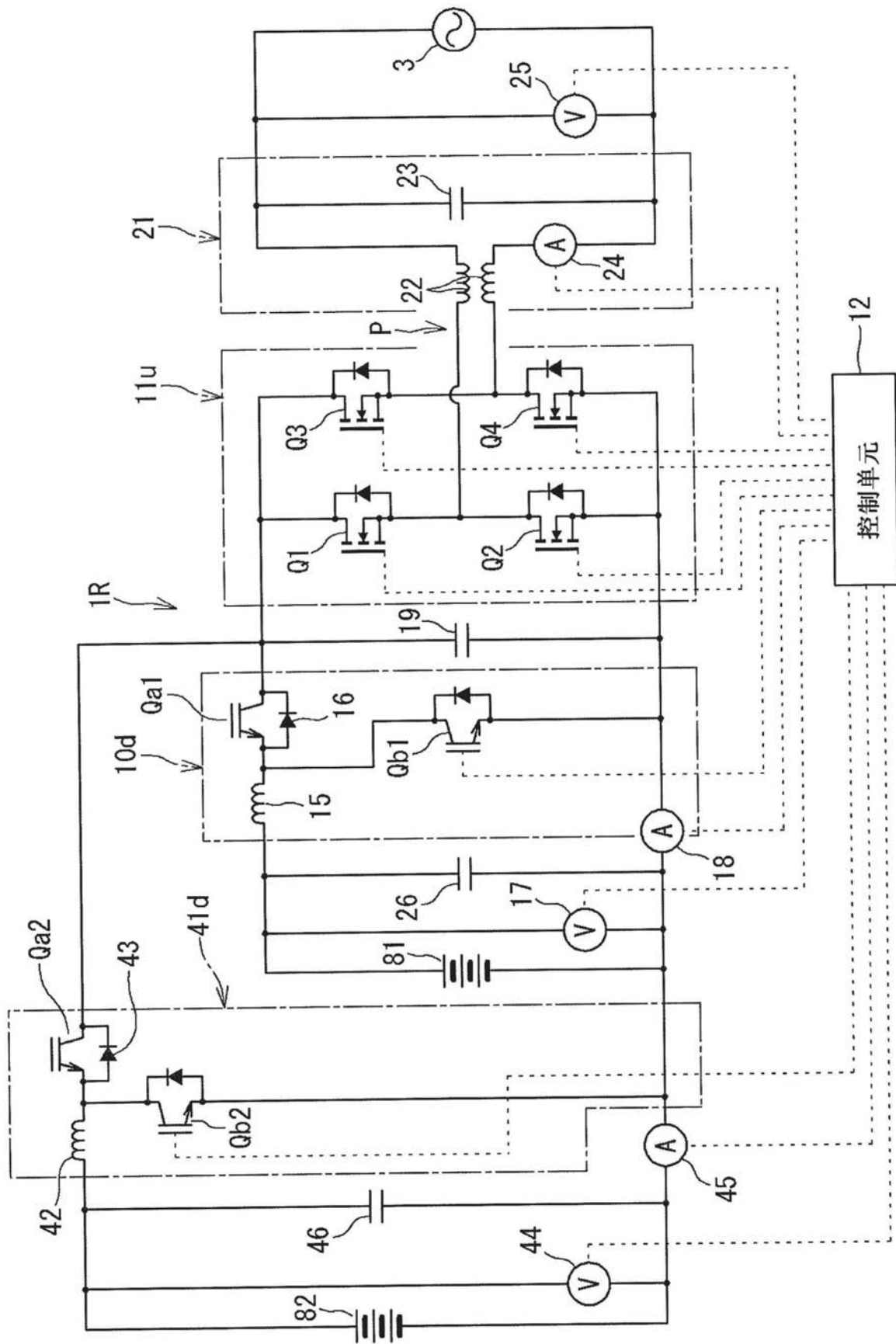


图17

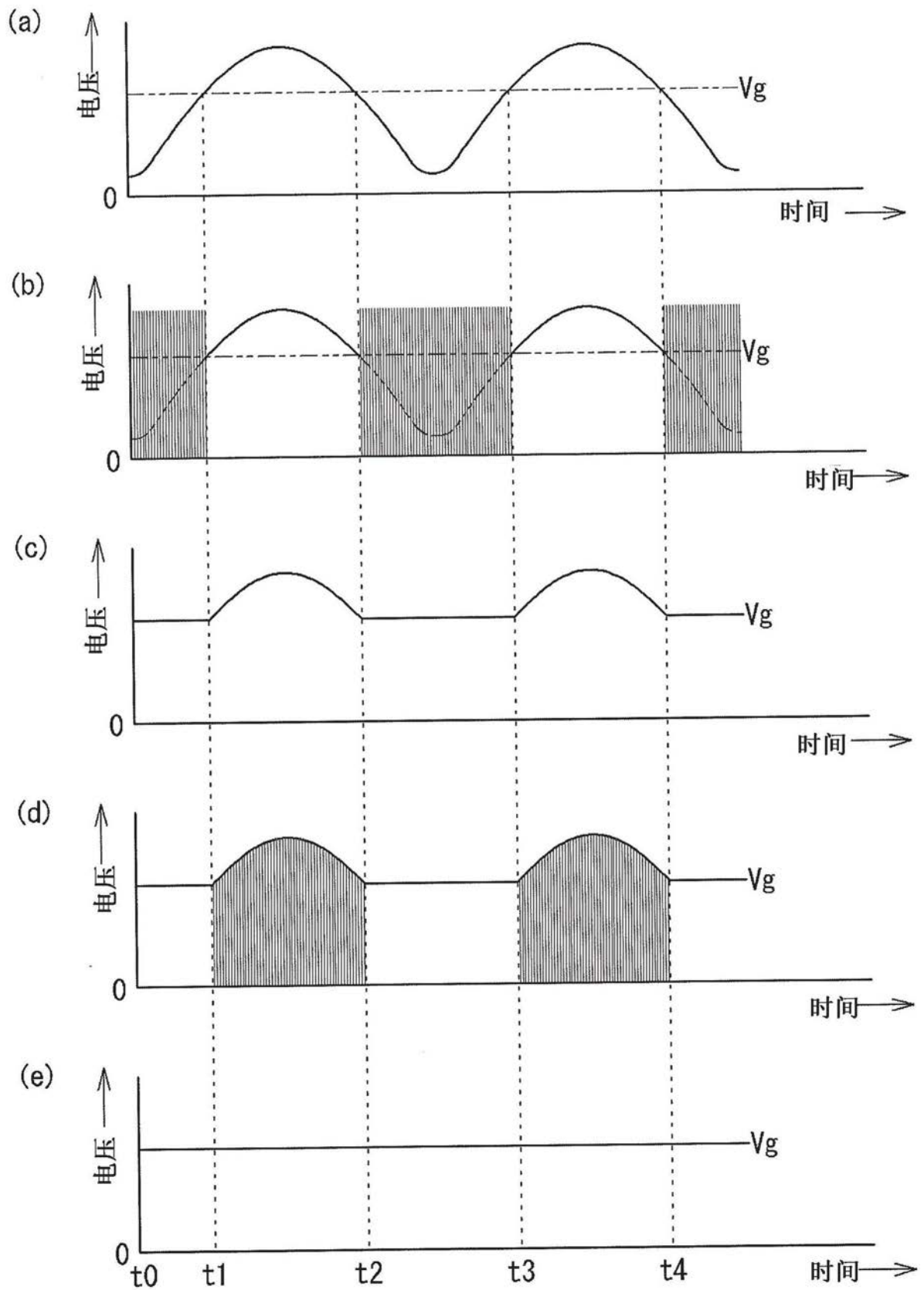


图18

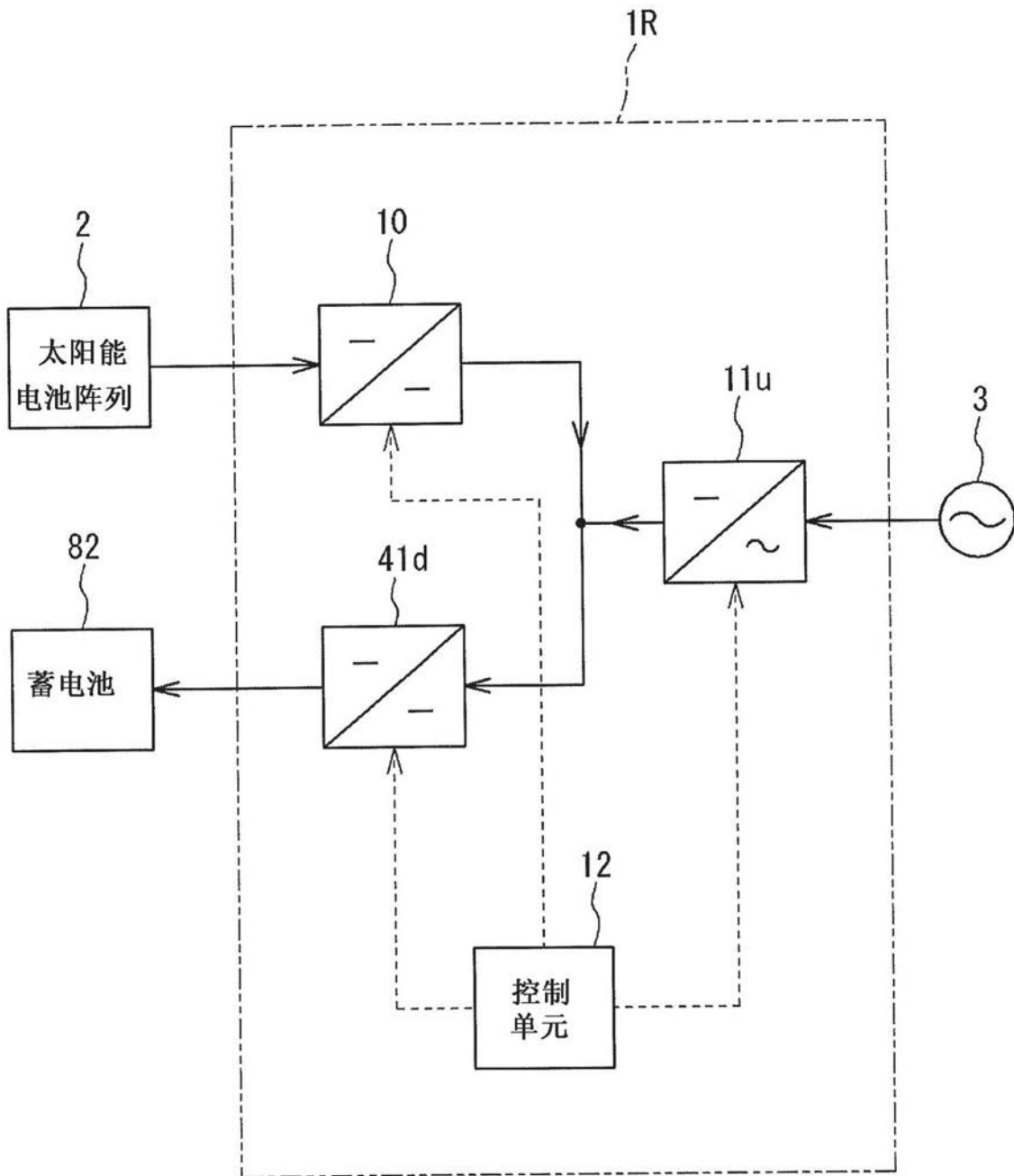


图19

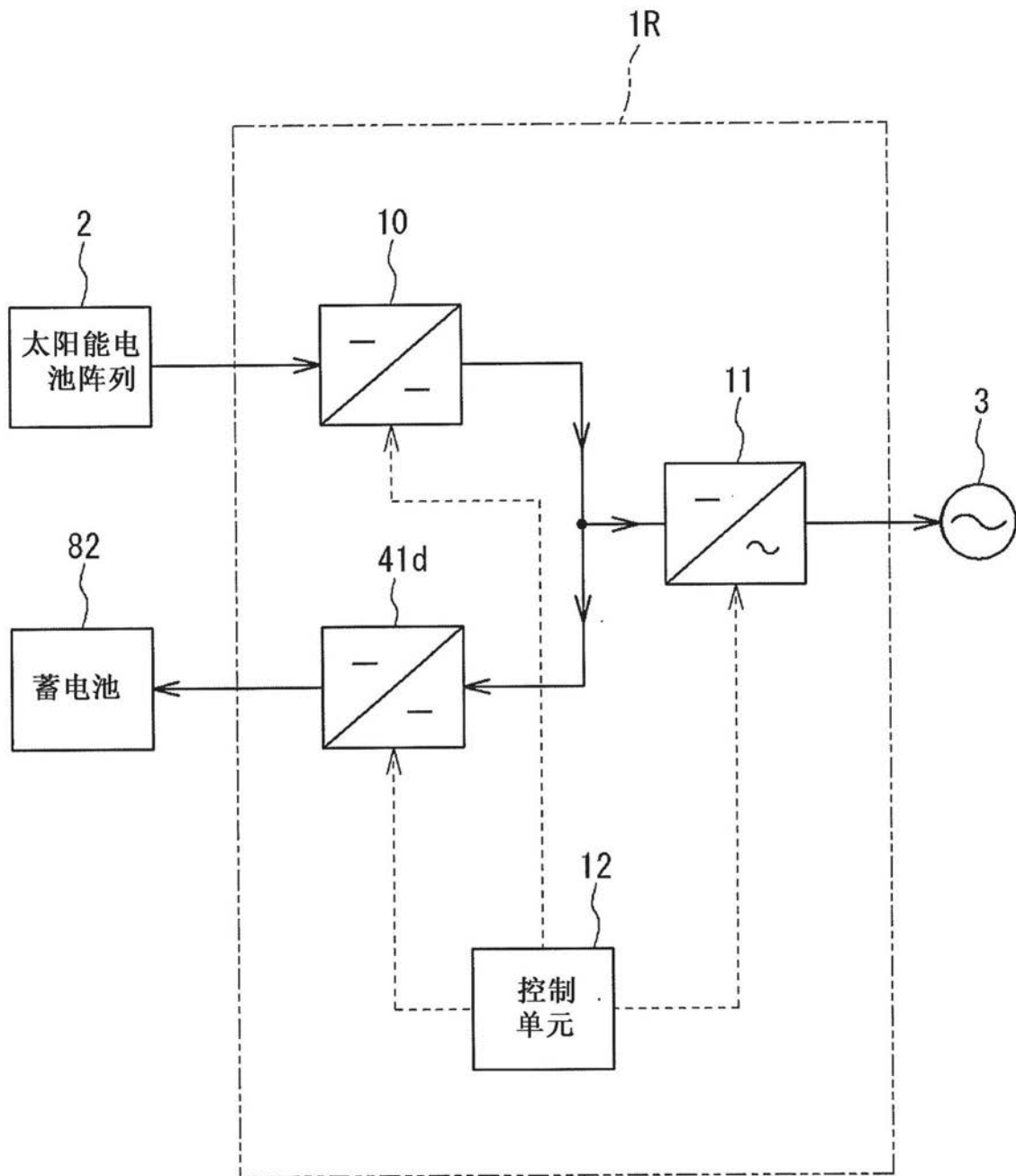


图20