



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102388528 A

(43) 申请公布日 2012. 03. 21

(21) 申请号 201080015686. 1

(74) 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322

(22) 申请日 2010. 04. 05

代理人 龙淳

(30) 优先权数据

2009-093839 2009. 04. 08 JP

(51) Int. Cl.

H02M 7/12(2006. 01)

F24F 11/02(2006. 01)

F25B 49/02(2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 10. 08

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2010/002472 2010. 04. 05

(87) PCT申请的公布数据

W02010/116706 JA 2010. 10. 14

(71) 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 京极章弘 土山吉朗 吉田泉

川崎智广 前田志朗

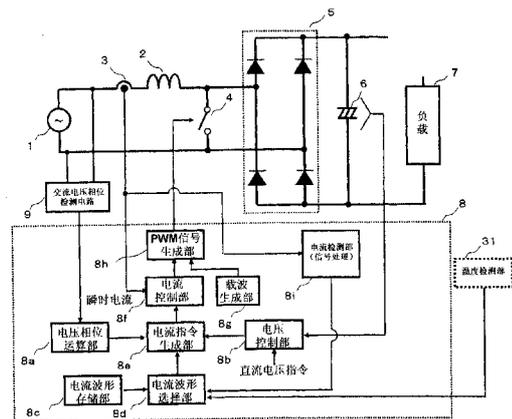
权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 14 页

(54) 发明名称

直流电源装置和逆变器驱动装置及使用其的空调机

(57) 摘要

本发明提供一种将来自交流电源 (1) 的交流电压转换为直流电压的直流电源装置, 其具有: 开关机构 (4), 其对交流电源 (1) 经由电抗器 (2) 进行短路·开路; 电流波形存储部 (8c), 其存储有多个电流波形模式, 该多个电流波形模式包含大致正弦波状的第一电流波形模式和在交流电源 (1) 的电压成为峰值相位具有凹部的第二电流波形模式; 电流波形选择部 (8d), 其根据负载选择一个来自电流波形存储部 (8c) 的电流波形模式; 和控制部, 其对开关机构 (4) 进行控制以使来自交流电源 (1) 的输入电流的电流波形成为具有与由电流波形选择部 (8d) 选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形。



1. 一种直流电源装置,将来自交流电源的交流电压转换为直流电压,其特征在于,包括:

开关机构,其经由电抗器对所述交流电源进行短路·开路;

电流波形存储部,其存储有多个电流波形模式,该多个电流波形模式包含:大致正弦波状的第一电流波形模式,和具有在所述交流电源的电压成为峰值的相位具有凹部的波形模式或使与所述交流电源的电压成为峰值的相位对应的部分平坦的波形模式的任一种特征的第二电流波形模式;

电流波形选择部,其根据负载从所述电流波形存储部选择一个电流波形模式;和

控制部,其对所述开关机构进行控制,以使来自所述交流电源的输入电流的电流波形成为具有与由所述电流波形选择部选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形。

2. 如权利要求1所述的直流电源装置,其特征在于:

还具有检测所述交流电源的电压相位的电压相位检测部,

所述控制部使所述第一和第二电流波形模式的周期和电压相位与由所述电压相位检测部检测出的交流电源的周期和电压相位同步。

3. 如权利要求1或2所述的直流电源装置,其特征在于:

所述电压相位检测部将所述交流电源的电压或其绝对值与规定的值进行比较来生成二值信号,

用所生成的所述二值信号的上升沿的间隔、下降沿的间隔或者上升沿的间隔和下降沿的间隔的平均值,求得交流电源的周期,

通过使用连续的二值信号的上升沿与下降沿之间的中央时刻和所求得的所述交流电源的周期的运算,对交流电源的电压相位进行推断。

4. 如权利要求3所述的直流电源装置,其特征在于:

所述电压相位检测部由使用光电耦合器的电路构成。

5. 如权利要求1或2所述的直流电源装置,其特征在于:

所述第二电流波形模式由与所述交流电源同一频率的正弦波和其三次谐波的合成波构成。

6. 如权利要求1或2所述的直流电源装置,其特征在于:

所述电流波形选择部在输入电流大的情况下选择所述第一电流波形模式,在输入电流小的情况下选择所述第二电流波形模式,

对进行所述第一电流波形模式和所述第二电流波形模式的切换的输入电流的阈值设置有滞后。

7. 如权利要求6所述的直流电源装置,其特征在于:

还具有检测周围温度的温度检测机构,

所述输入电流的阈值,周围温度越高被设定为越大的值。

8. 一种逆变器驱动装置,其特征在于,包括:

负载为逆变器负载的权利要求1、2、6中任一项所述的直流电源装置;和

控制所述逆变器负载的逆变器控制部。

9. 一种逆变器驱动装置,其具有:负载为逆变器负载的权利要求1或2所述的直流电源装置,和对逆变器进行控制以使来自所述交流电源的输入电流在根据所述逆变器负载的

运转状态预先决定的电流限制值以下的逆变器控制部,该逆变器驱动装置的特征在于:

所述电流波形选择部,在根据所述逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈值大的情况下选择所述第一电流波形模式,在根据所述逆变器负载的运转状态决定的所述电流限制值比所述规定的电流阈值小的情况下选择所述第二电流波形模式。

10. 一种逆变器驱动装置,其具有负载为逆变器负载的权利要求1或2所述的直流电源装置和控制所述逆变器负载的逆变器控制部,该逆变器驱动装置的特征在于:

所述电流波形选择部,在所述逆变器控制部的驱动频率比预先决定的规定频率大的情况下选择所述第一电流波形模式,在根据所述逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比所述规定的电流阈值小的情况下选择所述第二电流波形模式。

11. 一种空调机,其特征在于:

具有所述权利要求1或2所述的直流电源装置。

12. 一种空调机,其特征在于:

具有所述权利要求8~10中任一项所述的逆变器驱动装置。

直流电源装置和逆变器驱动装置及使用其的空调机

技术领域

[0001] 本发明涉及在将来自交流电源的交流电压转换为直流电压时,对上述交流电源经由电抗器 (reactor) 通过开关机构进行短路·开路的直流电源装置,和具备该直流电源装置来驱动逆变器的逆变器驱动装置,以及使用其的空调机。

背景技术

[0002] 现有技术中,存在一种在将来自交流电源的交流电压转换为直流电压时,对上述交流电源经由电抗器通过开关机构进行短路·开路的直流电源装置。在这种直流电源装置中,一般在其直流输出端连接有用于降低输出电压的纹波 (ripple) 的平滑电容器。

[0003] 一般而言,在平滑电容器中流过与输出电压纹波相应的纹波电流,该纹波电流成为平滑电容器发热的原因。为了抑制这种发热,需要将流过平滑电容器的纹波电流抑制在允许值以下。但是,为了将纹波电流抑制在允许值以下,需要使平滑电容器的电容变大。于是,这成为阻碍直流电源装置小型化的主要原因。

[0004] 在现有技术中,不伴随电容器的大型化地降低流过平滑电容器的纹波电流的直流电源装置例如公开在专利文献 1 中(参照图 11)。该直流电源装置具有:输入交流电源 1 的电抗器 2、对电抗器 2 的输出进行整流的整流电路 5、对整流电路 5 的输出进行平滑的平滑电容器 6、对整流电路 5 的输出进行断路(chopping)的开关元件(开关机构)4 和由二极管 8 构成的升压断路器(chopper)电路。而且,该直流电源装置将输入的交流电源 1 的电压波形(图 12(a))和预先由函数发生器 21a 等设定的电压波形(图 12(b))通过加法器 21b 进行加法运算,通过由加法运算得到的驱动信号(图 12(c))驱动升压断路器电路,得到如图 12(d)所示的波形的输入电流。通过输入电流成为如图 12(d)所示的波形,能够降低平滑电容器 6 的纹波电流。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献 1:专利第 2590134 号公报

发明内容

[0008] 发明所要解决的课题

[0009] 但是,上述现有的直流电源装置的输入电流中包含较多谐波成分。即,不能将功率因数控制为 1,在将这样的直流电源装置用于通过插座(或者断路器)的电流负荷(current capacity,载流量,电流容量)(以下表述为插座容量)来限制其最大输出的设备的情况下,设备的最大输出降低。

[0010] 另外,在上述现有的直流电源装置中,通过基于交流电源的电压波形加上规定的电压波形得到的波形生成的驱动信号来驱动断路器电路,所以根据交流电源电压的大小,输入电流波形所含的谐波电流的比例发生变化。而且,在电源电压低的情况下,输入电流的失真率相对变大。

[0011] 本发明为了解决上述现有的问题,其目的在于,提供一种能够不降低直流电源装置的最大输出地将整个运转期间流过平滑电容器的纹波电流的平均值抑制得较低,并与交流电源电压无关地将电源谐波的含有率保持在一定值以下的直流电源装置。另外,其目的在于,提供一种具备该直流电源装置来驱动逆变器的逆变器驱动装置及使用其的空调机。

[0012] 用于解决课题的方法

[0013] 在第一方面中,提供一种将来自交流电源的交流电压转换为直流电压的直流电源装置。该直流电源具有:开关机构,其经由电抗器对上述交流电源进行短路·开路;电流波形存储部,其存储有多个电流波形模式,该多个电流波形模式包含:大致正弦波状的第一电流波形模式,和具有在上述交流电源的电压成为峰值的相位具有凹部的波形模式或使与上述交流电源的电压成为峰值的相位对应的部分平坦的波形模式的任一种特征的第二电流波形模式;电流波形选择部,其根据负载从上述电流波形存储部选择一个电流波形模式;和控制部,其对上述开关机构进行控制,以使来自上述交流电源的输入电流的电流波形成为具有与由上述电流波形选择部选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形。

[0014] 在第二方面中,提供一种逆变器驱动装置。该驱动装置具有:负载为逆变器负载的第一方式所记载的直流电源装置和对上述逆变器负载进行控制的逆变器控制部。

[0015] 在第三方面中,提供一种逆变器驱动装置。该逆变器驱动装置具有:负载为逆变器负载的第一方式所记载的直流电源装置;和对逆变器进行控制以使来自上述交流电源的输入电流成为根据上述逆变器负载的运转状态预先决定的电流限制值以下的逆变器控制部。电流波形选择部,在根据上述逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈值大的情况下选择上述第一电流波形模式,在根据上述逆变器负载的运转状态决定的上述电流限制值比上述规定的电流阈值小的情况下选择上述第二电流波形模式。

[0016] 在第四方面中,提供一种逆变器驱动装置。该逆变器驱动装置具有:负载为逆变器负载的第一方面所记载的直流电源装置;和对上述逆变器负载进行控制的逆变器控制部。电流波形选择部,在上述逆变器控制部的驱动频率比预先决定的规定频率大的情况下选择上述第一电流波形模式,在根据上述逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比上述规定的电流阈值小的情况下选择所述第二电流波形模式。

[0017] 在第五方面中,提供一种空调机。该空调机具有第一方面所述的直流电源装置。

[0018] 在第六方面中,提供一种空调机。该空调机具有第二方面所述的逆变器驱动装置。

[0019] 发明效果

[0020] 根据上述各方式,从包含大致正弦波状的第一电流波形模式,和具有在上述交流电源的电压成为峰值的相位具有凹部的波形模式或使与上述交流电源的电压成为峰值的相位对应的部分平坦的波形模式的任一种特征的第二电流波形模式的多个电流波形模式中,根据负载选择一个电流波形模式。而且,对上述开关机构进行控制,以使来自上述交流电源的输入电流的电流波形成为具有与由上述电流波形选择部选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形。

[0021] 例如在以输入电流接近插座容量的电流值动作的重负载时,通过对输入电流波形采用大致正弦波状的第一电流波形模式,能够将功率因数大致控制为1。第一电流波形模式为正弦波状,电源谐波的含有率非常低。因此,能够将直流电源装置的最大输出提高到插座容量极限。换言之,根据本方式,将相同最大输出向负载供给时,能够将直流电源装置乃至

搭载直流电源装置的设备的最大消耗电流值设计得较低。

[0022] 与此相对地,在输入电流对插座容量有充裕的情况下,通过对输入电流波形采用具有在上述交流电源的电压成为峰值的相位具有凹部的波形模式,或者使与交流电源的电压成为峰值的相位对应的部分为平坦的波形模式的任一特征的第二电流波形模式,能够降低平滑电容器的纹波电流。一般而言,在逆变器驱动装置和空调机等设备中,整个运转期间输入电流有充裕的运转状态占大部分,而在本方式的直流电源装置中,在这种状态时,能够降低平滑电容器的纹波电流,抑制平滑电容器的发热。

[0023] 另外,由于对开关机构进行控制,以使来自交流电源的输入电流的电流波形成为具有与由上述电流波形选择部选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形,所以与交流电源电压无关地,电源谐波的含有率不变。

[0024] 如上所述,根据本方式的直流电源装置,能够不降低直流电源装置的最大输出地将整个运转期间中流过平滑电容器的纹波电流的平均值抑制得较低,并与交流电源电压无关地将电源谐波的含有率保持在一定值以下。

附图说明

[0025] 图 1 是表示实施方式 1 的直流电源装置的电路结构的图。

[0026] 图 2 是表示实施方式 1 的直流电源装置的输入电流和直流电压,以及交流电源的电压的图(选择第一电流波形模式时)。

[0027] 图 3A 是表示实施方式 1 的直流电源装置的输入电流及直流电压,以及交流电源的电压的图(选择第二电流波形模式时)。

[0028] 图 3B 是表示实施方式 1 的直流电源装置的输入电流及直流电压,以及交流电源的电压的图(选择第二电流波形模式时的其它例)。

[0029] 图 4A 是表示实施方式 1 的直流电源装置中的电流波形模式的选择方法的图。

[0030] 图 4B 是表示实施方式 1 的直流电源装置中的电流波形模式的选择方法的其它例的图。

[0031] 图 5A 是表示关于实施方式 1 的直流电源装置的电路结构的第一其它例的图(控制部除外)。

[0032] 图 5B 是表示关于实施方式 1 的直流电源装置的电路结构的第二其它例的图(控制部除外)。

[0033] 图 5C 是表示关于实施方式 1 的直流电源装置的电路结构的第三其它例的图(控制部除外)。

[0034] 图 6 是表示实施方式 2 的逆变器驱动装置的结构图。

[0035] 图 7 是表示具有实施方式 2 的逆变器驱动装置的空调机的结构的图。

[0036] 图 8A 是表示实施方式 3 的直流电源装置(逆变器驱动装置)的交流电压相位检测电路 9 的第一例的图。

[0037] 图 8B 是表示来自实施方式 3 的直流电源装置(逆变器驱动装置)的交流电压相位检测电路 9 的第一例电路的输出波形的图。

[0038] 图 9A 是表示实施方式 3 的直流电源装置(逆变器驱动装置)的交流电压相位检测电路 9 的第二例的图。

[0039] 图 9B 是表示来自实施方式 3 的直流电源装置（逆变器驱动装置）的交流电压相位检测电路 9 的第二例电路的输出波形的图。

[0040] 图 10 是表示实施方式 3 的直流电源装置（逆变器驱动装置）的交流电压相位的推断方法的图。

[0041] 图 11 是表示现有的直流电源装置的电路结构的图。

[0042] 图 12 是表示现有的直流电源装置中的各部波形的图。具体而言，(a) 表示交流电源的输入电压的波形，(b) 表示加法运算的电压的波形，(c) 表示驱动信号的波形，(d) 表示输入电流的波形。

具体实施方式

[0043] 下面参照附图对实施方式进行说明。另外，权利要求范围所记载的技术思想不受实施方式限定。

[0044] （实施方式 1）

[0045] 1. 结构

[0046] 图 1 是表示实施方式 1 的直流电源装置的电路结构的图。

[0047] 如图 1 所示，实施方式 1 的直流电源装置具有：电抗器 2、输入电流检测部 3、开关机构 4、整流电路 5 和平滑电容器 6，将直流电压向负载 7 供给。

[0048] 电抗器 2 与交流电源 1 的一端连接。

[0049] 输入电流检测部 3 检测流过电抗器 2 的电流。

[0050] 开关机构 4 经由电抗器 2 对交流电源 1 进行短路・开路。开关机构 4 只要为双向性的即可，例如由一个二极管电桥和一个 IGBT 的组合电路，或彼此反方向连接的两个功率 MOSFET 等构成。

[0051] 整流电路 5 的交流输入端与开关机构 4 的两端连接。

[0052] 平滑电容器 6 连接于整流电路 5 的直流输出端间。

[0053] 另外，本实施方式的直流电源装置具有：由微型计算机等构成的控制部 8 和连接于交流电源 1 的两线间的零交叉 (zero cross) 检测电路（交流电压相位检测电路 9）。

[0054] 控制部 8 具有电压相位运算部 8a、电压控制部 8b、电流波形存储部 8c、电流波形选择部 8d 和电流检测部 8i。

[0055] 电压相位运算部 8a 根据由交流电压相位检测电路 9 得到的交流电源 1 的零交叉点和电源周期推断运算交流电源 1 的电压相位。

[0056] 电压控制部 8b 进行比例积分补偿运算，以使平滑电容器 6 的直流电压成为直流电压指令值。

[0057] 电流波形存储部 8c 存储两种电流波形模式。

[0058] 电流检测部 8i 通过对来自输入电流检测部 3 的信号进行峰值保持 (peak hold) 处理或低通滤波器处理等，检测输入电流的峰值和实效值或以其为基准的输入电流的大小。

[0059] 电流波形选择部 8d 基于由电流检测部 8i 检测到的输入电流的大小，从电流波形存储部 8c 中选择一个电流波形模式。

[0060] 控制部 8 还具有电流指令生成部 8e、电流控制部 8f、载波生成部 8g 和 PWM 信号生成部 8h，进行开关机构 4 的开关控制。

[0061] 电流指令生成部 8e 通过将由电压相位运算部 8a 得到的交流电压相位、根据由电流波形选择部 8d 选择的电流波形模式算出的电流振幅值和来自电压控制部 8b 的输出相乘,生成电流指令值。

[0062] 电流控制部 8f 进行比例积分补偿运算,以使从输入电流检测部 3 得到的输入电流的瞬时值成为电流指令值。

[0063] 载波生成部 8g 生成载波。

[0064] PWM 信号生成部 8h 将电流控制部 8f 的输出与来自载波生成部 8g 的载波作比较,生成开关机构 4 的 PWM 驱动信号。

[0065] 另外,图中,在控制部 8 内,对于由 A/D 转换电路等构成的直流电压和输入电流的检测部分,为了简便而省略标记。

[0066] 图 2、图 3A 和图 3B 是表示实施方式 1 的直流电源装置的输入电流和直流电压的图。

[0067] 在电流波形存储部 8c 存储有与图 2、图 3A 和图 3B 所示的输入电流波形相同的电流波形模式。

[0068] 图 2 是表示实施方式 1 的直流电源装置中由电流波形选择部 8d 选择了第一电流波形模式的情况的输入电流和直流电压,以及交流电源 1 的电压的图。第一电流波形模式是与交流电源 1 同一频率、同一相位的正弦波状的波形,与通常在功率因数改善型的直流电源装置中使用的电流波形模式相同。

[0069] 图 3A 是表示在实施方式 1 的直流电源装置中选择了第二电流波形模式的情况的输入电流和直流电压,以及交流电源 1 的电压的一例的图。如图 3A 所示,第二电流波形模式具有在交流电源 1 的电压的峰值相位具有凹部的形状。即,具有处于交流电源 1 的电压峰值相位的 90 度和 270 度附近的电流的绝对值比其前后的电流的峰值相位(图中 P1、P2 和 P3、P4)的电流的绝对值低的特征。因此,在以第二电流波形模式动作的情况下,由交流电源 1 的电压的波高值和输入电流的波高值之积表示的瞬时电力(=电源电压×输入电流)的脉动比图 2 所示的第一电流波形模式的情况小。

[0070] 一般而言,从整流电路 5 流向平滑电容器 6 的电流(表示成=输入电流×交流电源 1 的电压/直流电压)和从平滑电容器 6 向负载 7 供给的直流电流之差的振幅越大,平滑电容器 6 的电压纹波就越大。在本实施方式的直流电源装置中,通过选择第二电流波形模式,能够抑制平滑电容器 6 的纹波电压乃至纹波电流。

[0071] 另外,第二电流波形模式可以是具有多个凹部的波形,只要交流电源 1 的电压的峰值相位包含在该凹部的范围内即可。

[0072] 另外,图 3B 是表示在实施方式 1 的直流电源装置中,作为第二电流波形模式应用与图 3A 不同的波形模式的情况的,输入电流和直流电压以及交流电源 1 的电压的例子图。在本实施方式的直流电源装置中,在将图 3B 所示的电流波形模式选择为第二电流波形模式的情况下,虽然与图 3A 相比效果稍微减少,但是与选择了图 2 所示的第一电流波形模式的情况相比也能够抑制瞬时电力(=电源电压×输入电流)的脉动。因此,即使在选择了图 3B 所示的电流波形模式时,也与选择了图 3A 的电流波形模式时一样能够实现降低平滑电容器 6 的纹波电流的效果。

[0073] 2. 电流波形模式的选择

[0074] 图 4A 是表示本实施方式 1 的直流电源装置的电流波形选择部 8d 的电流波形模式的选择方法的图。

[0075] 在由电流检测部 8i 检测到的输入电流的大小比图 4A 所示的输入电流的阈值 1 大的情况下, 电流波形选择部 8d 选择第一电流波形模式。

[0076] 在选择第一电流波形模式时, 如图 2 所示, 来自交流电源 1 的输入电流被反馈控制成为正弦波。因此, 能够将功率因数大致保持为 1。

[0077] 另外, 在输入电流降低的情况下维持第一电流波形模式直到达到图 4A 所示的输入电流的阈值 2, 在低于输入电流的阈值 2 的情况下选择第二电流波形模式。像这样, 输入电流的阈值中设置有滞后 (hysteresis), 但是该滞后设定为比伴随功率因数变化的输入电流值的变化大的值。

[0078] 在选择第二电流波形模式时, 将输入电流控制为如图 3A 所示在交流电源 1 的电压峰值相位具有凹部的波形, 或者如图 3B 所示使交流电源 1 的电压峰值相位部分平坦的波形。由此, 能够在交流电源 1 的电压峰值相位及其前后期间将输入电流和瞬时电力的变动抑制得较小。因此, 同一负载时与以第一电流波形模式动作的情况 (图 2) 相比能够将直流电压的纹波抑制得较小。

[0079] 在本实施方式的直流电源装置中, 在选择第二电流波形模式时, 相比选择第一电流波形模式择时功率因数变低, 所以同一负载运转时的输入电流增加。但是, 在本实施方式的直流电源装置中, 如上所述, 由于在输入电流的阈值中设置有比伴随功率因数变化的输入电流值的变化更大的滞后, 所以能够确实地防止电流波形模式切换时的振荡 (hunting)。

[0080] 3. 总结

[0081] 如上所述, 本实施方式的直流电源装置存储有多个电流波形模式, 在输入电流大且最大输出由输入电流限制的负载状态下, 控制为成为正弦波状的电流波形。由此, 实现将功率因数保持为 1 的动作。另一方面, 在输入电流比较小的负载状态下, 将输入电流控制为在交流电源 1 的电压峰值相位具有凹部的电流波形, 或者使交流电源的电压与成为峰值的相位相当的部分平坦的电流波形。由此, 能够降低平滑电容器 6 的电压纹波。

[0082] 另外, 在本实施方式 1 的直流电源装置中, 作为第二电流波形模式, 也可以采用在正弦波上仅重叠了三次谐波的电流波形模式。

[0083] 三次谐波与其它次数的谐波相比电源谐波限制的限度值高, 所以即使对于 IEC 的谐波限制值也能够充分重叠具有余裕的电流值。由此, 能够构成如图 3A 或图 3B 所示的产生本实施方式效果的电流波形模式。

[0084] 而且, 在本实施方式 1 的直流电源装置中, 其输入电流基本不包含对电力系统影响较大的五次和七次的谐波电流成分。因此, 相比将输入电流波形控制为梯形波等波形的情况, 能够减小对电力系统的影响。

[0085] 另外, 电流波形模式的存储方法可以为在电流波形存储部 8c 存储每相位的基准振幅数据的方法。如本实施方式的直流电源装置所示, 在仅由基波和三次谐波构成第二电流波形模式的情况下也能够通过基波和三次谐波的两次 SIN 运算之和求得。

[0086] 4. 其它例

[0087] 图 4B 是表示本实施方式 1 的直流电源装置的电流波形模式的选择方法的其它例的图。

[0088] 在该例中,如图 1 所示,直流电源装置还具有检测周围温度的温度检测部 31。如图 4B 所示,在该方法中,规定的基准电流值被设定为周围温度越高则其越高的电流值。具体而言,在对平滑电容器 6 的寿命影响变大的周围温度高的状态下,优先选择平滑电容器 6 的纹波电流能够降低的第二电流波形模式。由此,能够进一步延长平滑电容器 6 的寿命。

[0089] 在本实施方式中,作为直流电源装置的电路结构,对在整流电路 5 的交流输入侧经由电抗器 2 将交流电源 1 短路的图 1 所示的电路结构的情况进行了说明,但是,如图 5A ~ 5C 所示,在电抗器 2 或开关机构 4 的配置位置不同的电路结构的情况下也能够实现同样的效果。

[0090] (实施方式 2)

[0091] 图 6 是表示第二实施方式的逆变器驱动装置的结构图。

[0092] 如图 6 所示,第二实施方式的逆变器驱动装置具有与图 1 所示的实施方式 1 的直流电源装置相同的结构的直流电源装置,并且具有电动机 10、驱动电动机 10 的逆变器 11 和以逆变器 11 为负载进行驱动的逆变器控制部 12。

[0093] 另外,对于实施方式 2 的逆变器驱动装置的直流电源装置,由于与实施方式 1 的直流电源装置结构相同,所以省略说明,只对与实施方式 1 的直流电源装置不同的部分进行说明。

[0094] 实施方式 2 的逆变器驱动装置还具有:电流限制值存储部 13、电流限制值选择部 14 和比较部 15。

[0095] 电流限制值存储部 13 存储多个输入电流的电流限制值。

[0096] 电流限制值选择部 14 基于根据电动机负载的大小和运转状态预先决定的条件,选择输入电流的电流限制值。

[0097] 比较部 15 在由电流检测部 8i 检测到的输入电流可能超过由电流限制值选择部 14 选择的电流限制值的情况下,对逆变器控制部 12 作出降低电动机 10 的旋转速度的指示。

[0098] 实施方式 2 的逆变器驱动装置与实施方式 1 相同,能够得到:选择图 2 所示的第一电流波形模式并将来自交流电源 1 的输入电流控制成为正弦波状的电流的动作状态和选择如图 3A 所示的第二电流波形模式并将来自交流电源 1 的输入电流控制成为在交流电源 1 的峰值相位具有凹部的双峰性的输入电流波形(第二电流波形模式)的动作状态。在本实施方式中,电流波形选择部 8d 基于由电流限制值选择部 14 选择的输入电流的电流限制值决定动作状态。

[0099] 在输入电流的电流限制值接近插座容量极限且到该插座容量极限为止存在需要输入电流的可能性的运转状态的情况下,电流波形选择部 8d 为了重视功率因数而选择第一电流波形模式。

[0100] 反之,在输入电流的电流限制值比插座容量小且大的输入电流不能流过的运转时,电流波形选择部 8d 为了降低平滑电容器 6 的纹波电流而选择第二电流波形模式。

[0101] 另外,本实施方式 2 的逆变器驱动装置中,电流限制值的变更速度设定为相比输入电流的变化充分缓慢的速度。由此,第一电流波形模式和第二电流波形模式切换时产生振荡的可能性降低。因此,对成为切换电流波形模式时的基准的电流限制值的电流阈值不必特别设置滞后。

[0102] 如上所述,实施方式 2 的逆变器驱动装置,在逆变器 11 的最大输出由插座或断路

器容量制约的运转状态的情况下,进行能够将功率因数控制为 1 的正弦波状的输入电流控制。由此,能够不降低逆变器 11 的最大输出地使逆变器驱动装置动作。另一方面,在输入电流的电流限制值比插座容量更低的运转状态的情况下,使平滑电容器 6 的纹波电流降低。由此,能够实现平滑电容器 6 乃至逆变器驱动装置的长寿命化和小型化。

[0103] 另外,能够具备实施方式 2 的逆变器驱动装置来构成空调机。

[0104] 图 7 表示利用上述逆变器控制装置的空调机的结构例。如该图所示,空调机使用上述逆变器驱动装置(100),另外,除电动压缩机 41 外,还具有由室内单元 52、室外单元 55 和四通阀 51 构成的制冷循环。室内单元 52 由室内送风机 53 和室内热交换器 54 构成,另外,室外单元 55 由室外热交换器 56、室外送风机 57 和膨胀阀 58 构成。

[0105] 电动压缩机 41 由电动机 10 驱动,电动机 10 由逆变器驱动装置 100 驱动。制冷循环中作为热介质的制冷剂循环。制冷剂由电动压缩机 41 压缩,由室外热交换器 56 通过来自室外送风机 57 的送风与室外的空气进行热交换,另外,由室内热交换器 54 通过来自室内送风机 53 的送风与室内的空气进行热交换。

[0106] 在该空调机中,在低外部气体温度时的供热运转和运转开始时,输入电流成为到插座容量的最大限的电流。但是,如果考虑整个运转期间,则空调机在室温稳定状态时等以比插座容量低的输入电流运转的时间比例较大。另外,室外的气温(环境温度)高的情况等,即使在输入电流稍低的运转状况下平滑电容器 6 的热负载也较大的运转状况较多。因此,实施方式 2 的逆变器驱动装置发挥非常大的效果。

[0107] 另外,在整个运转期间中,也可以在输入电流低的运转状态的比例大的情况下,设定流过平滑电容器 6 的纹波电流能够进一步比第二电流波形模式低的第三电流波形模式,在输入电流比上述规定的基准电流值更低的负载条件时选择第三电流波形模式。由此,能够进一步延长平滑电容器 6 的寿命。

[0108] 另外,在实施方式 2 的逆变器驱动装置中,对来自交流电源 1 输入电流进行电流限制,但也可以对流过电动机 10 或逆变器 11 的电流设置电流限制值来进行电流限制。在这种情况下,也能够得到同样的效果。

[0109] 另外,在实施方式 2 的逆变器驱动装置中,也与实施方式 1 一样具有检测环境温度的温度检测部 31,也可以将切换第一电流波形模式和第二电流波形模式的输入电流限制值的阈值,设定成相对周围温度单调增加。由此,在对平滑电容器 6 的寿命影响大的周围温度高的状态时,容易选择能够降低平滑电容器 6 的纹波电流的第二电流波形模式。因此,能够进一步延长平滑电容器 6 乃至逆变器驱动装置的寿命。

[0110] 另外,在实施方式 2 中,直流电源装置的开关机构 4 的控制系统和逆变器 11 的控制系統由相同的控制部 8 构成,但也可以分别由通过微型计算机和 DSP 等构成的其它控制机构构成。在这种情况下,也能够得到同样的效果。

[0111] (实施方式 3)

[0112] 图 8A 和图 9A 是表示实施方式 3 的直流电源装置(逆变器驱动装置)的交流电压相位检测电路 9 的结构例的图。通过这些交流电压相位检测电路 9 和后述的电压相位运算部 8a 构成交流电源 1 的电压相位检测部。

[0113] 图 8A 是表示能够区别交流电源 1 的正负电压相位的电路的结构的一例的图。如图 8B 所示,在该电路结构中,在交流电源 1 的电压波高值与规定的电压 V_1 相等的时刻,交

流电压相位检测电路 9 生成的输出信号（二值信号）的值发生变化。即，仅在交流电源 1 的半波侧的相位时二值信号的值发生变化。由此，能够判别交流电源 1 的电压的正负（0 ~ 180 度和 180 ~ 360 度）。

[0114] 图 9A 是表示不能区别交流电源 1 的正负电压相位的电路的结构的一例的图。在该电路结构中，在交流电源 1 的电压波高值的绝对值等于规定的电压 $V_2 (> 0)$ 的时刻，交流电压相位检测电路 9 的输出信号（二值信号）的值发生变化。

[0115] 在该电路中，能够对交流电源 1 的每个半波推断从 0 到 180 度间的电压相位。即，在交流电源 1 的不论正负的电压相位，都能够推断电压相位。由此，能够通过二值信号的值的变化迅速地探测停电等交流电源 1 的电压异常。该电路可以适用于不需要区别交流电源 1 的正负电压相位的电源电路结构中。另外，能够对每个半波进行开关机构 4 的控制。

[0116] 在图 8A、图 9A 的任一电路中，连续两个交流电压相位检测电路 9 中的输出信号的变化点（边缘）间的中央的时刻，在将交流电源 1 的真正的零交叉点的相位定义为 0 度，将经过相当于电源周期的时间后的相位定义为 360 度时，相当于 0、90、180、270 度的任一相位。具体而言，在图 8A 的电路中，下降沿（edge，边缘）—上升沿间的中央总是相当于电压相位 90 度，在图 9A 的电路中相当于 90 度或 270 度。

[0117] 由此，通过求取上述边缘间的中央的时刻和交流电源 1 的电源周期 T ，能够推断交流电源 1 的电压相位（详细说明如后所述）。

[0118] 另外，虽然交流电源 1 的电源线和由微型计算机等构成的控制部 8 之间存在电位差，但如图 8A 或图 9A 所示，通过在使用光电耦合器（photo coupler）9d 的电路中取得两者间的绝缘，能够廉价地构成电压相位检测电路 9。

[0119] 另外，在使用廉价的通用的晶体管输出型光电耦合器的情况下，产生数十微秒级（order）的响应延迟。在这种情况下，通过运算求取连续两个边缘时刻间的中央的时刻时，只要与相当于上述响应延迟时间的时间相应地在跟前侧对运算结果进行修正即可。由此，能够提高交流电源 1 的电压相位的推断精度。

[0120] 接着，对本实施方式的直流电源装置（逆变器驱动装置）的交流电压的相位推断方法进行说明。图 10 是表示本实施方式的直流电源装置或逆变器驱动装置的交流电压的相位推断方法的一例的图。另外，以下的说明中，为了使说明简单而以使用高速 IC 输出型光电耦合器的情况等能够忽略上述响应延迟时间的情况为例进行说明。

[0121] 本实施方式的直流电源装置（逆变器驱动装置）具有如图 8A 所示的交流电压相位检测电路。由微型计算机等构成的控制部 8 内的电压相位运算部 8a（参照图 1），基于交流电源 1 的电压等于 V_1 的时刻中的两个周期量的时刻（ A_1 、 B_1 和相当于各电源周期后的 A_2 、 B_2 ），进行交流电源 1 的电压相位运算。

[0122] 下面，对具体的动作进行说明。

[0123] 首先，电压相位运算部 8a 在时刻 B_2 通过检测时刻 A_1 — A_2 间（或者 B_1 — B_2 间）的时间，求取交流电源 1 的电源周期 T 。

[0124] 检测 A_1 — A_2 间（ B_1 — B_2 间）的时间时，只要按交流电源 1 的每个周期将由交流电压相位检测电路 9 输出的下降沿时刻 A_n （ n 为整数）或者上升沿时刻 B_n （ n 为整数）存储于微型计算机内的 RAM 进行差分计算即可。或者，在按电源周期由电压相位检测电路 9 输出的上述边缘（edge）时刻 A_n 或 B_n 的边缘时，使计时器开始动作，只要在大约一电源周期后检

测的边缘时刻 A_{n+1} 或者 B_{n+1} , 利用上述开始动作的计时器的计数值求取即可。

[0125] 接着, 电压相位运算部 8a 将相当于时刻 A2 和时刻 B2 间的中央的时刻 P2 作为电压相位 90 度的时刻通过运算求得。

[0126] 另外, 电压相位运算部 8a 将从求得时刻 P2 经过一个电源周期 T 后的时刻 P3 作为下一个电压相位 90 度的时刻。而且, 电压相位运算部 8a 在每个电源周期反复进行如下动作, 即, 通过将时刻 P2 和时刻 P3 间的时间 (即电源周期 T) 360 等分的时间作为每一度的时间, 将到以下时刻 B3 为止的任意时刻 R 的电压相位 X (度) 用下式 (式 1) 进行推断。

[0127] (式 1) $X = 90 + (R - P2) / 360$

[0128] (在上述推断式中, 在电压相位 X 超过 360 的情况下, 为减去 360 的值。)

[0129] 在实施方式 3 的电压相位的检测方法中, 与交流电源 1 的电源频率或电源电压无关地, 在理论上时刻 P1、P2 总是等于电压相位 90 度 (在使用图 9A 的电路的情况下相当于 90 度或 270 度)。因此, 即使电源频率或电源电压变动, 作为电流反馈的目标 (指令电流) 的第一或第二电流波形模式的中央位置, 也不会从交流电源 1 的电压成为峰值的 90 度或 270 度的相位偏离。因此, 选择第一电流波形模式时总是能够得到高功率因数, 并且选择第二电流波形模式时总是能够将电容器的纹波电流抑制得较低。

[0130] 另外, 交流电源的周期 T 可以通过取下降沿的间隔 (A1-A2 间的时间) 和上升沿的间隔 (B1-B2 间的时间) 的平均来求得。另外, 也可以通过取连续 n 周期量的下降沿的间隔的平均, 即 A1-A2 间的时间、A2-A3 间的时间、...、 A_{n-1} - A_n 间的时间的平均来求得。或者, 也可以通过取连续 n 周期量的上升沿的间隔的平均, 即 B1-B2 间的时间、B2-B3 间的时间、...、 B_{n-1} - B_n 间的时间的平均来求得。或者, 通过取连续 n 周期量的下降沿的间隔的平均和连续 n 周期量的上升沿的间隔的平均的平均来求得。

[0131] 另外, 利用实施方式 3 的直流电源装置 (逆变器驱动装置) 能够与实施方式 2 一样构成空调机。

[0132] (实施方式 4)

[0133] 实施方式 4 的逆变器驱动装置具有: 实施方式 1 或 3 所记载的直流电源装置、逆变器驱动负载的逆变器控制机构, 不通过输入电流而通过逆变器的驱动频率来判断负载的大概大小。而且, 进行电流波形模式的选择时, 通过与规定的逆变器频率的大小关系进行切换。具体而言, 逆变器驱动装置的电流波形选择部 8d, 在逆变器控制部 12 的驱动频率比预先决定的规定频率大的情况下选择第一电流波形模式, 在根据逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈值小的情况下选择第二电流波形模式。

[0134] 在实施方式 4 的逆变器驱动装置中, 在进行第一电流波形模式和第二电流波形模式间的切换时, 根据所选择的电流波形模式的不同而使输入电流发生变化, 使功率因数发生变化。但是, 逆变器驱动的频率 (电频率) 几乎不变。因此, 不必在进行电流波形模式的选择、切换的频率的阈值中设置滞后, 确定切换条件的参数的设计 (规定的频率) 变得更简单。

[0135] 另外, 利用实施方式 4 的直流电源装置 (逆变器驱动装置) 能够与实施方式 2 一样构成空调机。

[0136] (总结)

[0137] 在第一实施方式中, 提供一种在将来自交流电源 1 的交流电压转换为直流电压

时,经由电抗器 2 通过开关机构 4 对交流电源 1 进行短路·开路的直流电源装置。该直流电源装置具有:电流波形存储部 8c,其存储有多个电流波形模式,该多个电流波形模式包含大致正弦波状的第一电流波形模式和具有在交流电源 1 的电压为峰值的相位具有凹部的波形模式,或者使与交流电源 1 的电压为峰值的相位对应的部分平坦的波形模式的任一特征的第二电流波形模式;电流波形选择部 8d,其根据负载从电流波形存储部 8c 中选择一个电流波形模式;和控制部(对应权利要求 1 中的控制部,由电流指令生成部 8e、电流控制部 8f、PWM 信号生成部 8h、载波生成部 8g 和电压控制部 8b 构成),其对开关机构 4 进行控制,以使来自交流电源 1 的输入电流的电流波形成为具有与由电流波形选择部 8d 选择的电流波形模式成比例的振幅的电流波形。

[0138] 根据本实施方式,能够根据负载 7 切换利用的电流波形模式。例如在优先考虑功率因数的情况下,通过选择第一电流波形模式能够将功率因数大致控制为 1。与此相对地,在优先考虑降低平滑电容器 6 的纹波电流的情况下,通过选择第二电流波形模式能够降低流过平滑电容器 6 的纹波电流。因此,不必降低直流电源装置的最大输出,且与交流电源电压的高低无关地能够将电源谐波的含有率保持在一定值以下。另外,能够实现平滑电容器 6 的长寿命化和小型化。

[0139] 在第二实施方式中,直流电源装置还具有检测交流电源 1 的电压相位的电压相位检测部(对应权利要求 2 的电压相位检测部,由交流电压相位检测电路 9 和电压相位运算部 8a 构成),控制部(对应权利要求 2 中的控制部,由电流指令生成部 8e、电流控制部 8f、PWM 信号生成部 8h、载波生成部 8g 和电压控制部 8 构成)使第一和第二电流波形模式的周期和电压相位与通过电压相位检测部检测出的交流电源 1 的周期和电压相位同步。

[0140] 根据本实施方式,能够追从任意的电源频率使交流电源 1 的电压和输入电流波形的相位同步。因此,即使交流电源 1 的电源频率变动也能够总是保持高功率因数,并且能够总是将平滑电容器 6 的纹波电流保持在低的状态。

[0141] 在第三实施方式中,在第一实施方式或第二实施方式的基础上,电压相位检测部(对应权利要求 3 的电压相位检测部,由交流电压相位检测电路 9 和电压相位运算部 8a 构成),将交流电源 1 的电压或其绝对值与规定的值进行比较来生成二值信号,用生成的上述二值信号的上升沿的间隔、下降沿的间隔或者上升沿的间隔和下降沿的间隔的平均值,求得交流电源的周期。另外,电压相位检测部(电压相位检测电路 9 和电压相位运算部 8a)通过使用连续的二值信号的上升沿与下降沿间的中央时刻和所求得交流电源 1 的周期的运算,对交流电源 1 的电压相位进行推断。

[0142] 在本实施方式中,由于交流电源 1 的电压相位的推断和周期的运算结果不受交流电源 1 的电压大小的影响,所以即使电源电压变动,电压推断相位也不会偏移,能够将平滑电容器 6 的纹波电流保持得较低。

[0143] 在第四实施方式中,在第三实施方式的基础上,电压相位检测部(电压相位检测电路 9 和电压相位运算部 8a)由使用光电耦合器 9d 的电路构成。

[0144] 根据本实施方式,能够由简单的电路结构进行交流电源 1 和控制部 8 间的绝缘。因此,能够成为廉价的结构。

[0145] 在第五实施方式中,在第一或第二实施方式的基础上,第二电流波形模式由与交流电源 1 同一频率的正弦波及其三次谐波的合成波构成。

[0146] 根据本实施方式,特别是基本不输出以对电力系统负担较大的五次和七次谐波为代表以及更高次数的奇数次谐波成分,对于电源谐波限制也能够确保充分的设计余裕。

[0147] 在第六实施方式中,在第一或第二实施方式的基础上,电流波形选择部 8d,在输入电流大的情况下选择第一电流波形模式,在输入电流小的情况下选择第二电流波形模式。另外,对进行第一电流波形模式和第二电流波形模式切换的输入电流的阈值设置滞后。

[0148] 根据本实施方式,能够通过简单的控制确实地防止起因于电流波形模式切换时的功率因数差的振荡。

[0149] 在第七实施方式中,在第六实施方式的基础上,直流电源装置还具有检测周围温度的温度检测部 31,周围温度越高,进行第一电流波形模式和第二电流波形模式切换的输入电流的阈值越设定为越大的值。

[0150] 根据本实施方式,在平滑电容器 6 的温度上升对寿命的影响大的高温动作时,能够优先降低平滑电容器 6 的纹波电流,进一步延长平滑电容器 6 的寿命。

[0151] 在第八实施方式中,在逆变器控制负载 7 的逆变器驱动装置中,作为一个实施方式具有第一实施方式或第二实施方式的直流电源装置。

[0152] 在通常逆变器负载的负载变动范围大但不需要那么高的功率因数的负载时,采用第二电流波形模式。由此,能够降低平滑电容器 6 的纹波电流,延长平滑电容器 6 的寿命。

[0153] 或者,在第八实施方式中,在逆变器控制负载 7 的逆变器驱动装置中,作为一个实施方式具有第六实施方式的直流电源装置。

[0154] 在通常逆变器负载的负载变动范围大但输入电流为大的重负载时采用第一电流波形模式。由此,能够得到高功率因数,能够将逆变器驱动装置中的最大电流抑制得较低。另一方面,在从输入电流稍低的轻负载变为中负载时,采用第二电流波形模式。由此,能够抑制平滑电容器 6 的纹波电流,延长平滑电容器 6 的寿命。

[0155] 在第九实施方式中,提供一种逆变器驱动装置,其具有:负载为逆变器负载的第一或第二实施方式的直流电源装置;和对逆变器 11 进行控制以使来自交流电源 1 的输入电流根据逆变器负载的运转状态为预先决定的电流限制值以下的逆变器控制部 12。逆变器驱动装置的电流波形选择部 8d,在根据逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈值大的情况下选择第一电流波形模式,在根据逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈值小的情况下选择第二电流波形模式。

[0156] 根据本实施方式,在输入电流的电流限制值大,运转中有大输入电流流过的情况下,选择第一电流波形模式。由此,能够使输入电流波形为大致正弦波,将功率因数控制为 1。另一方面,在选择第二电流波形模式选择时,与第一方式相同,不使用交流电源的电压波形信息而使用预先存储的电流波形以使输入电力的脉动变少。由此,能够降低平滑电容器 6 的纹波电流。另外,能够与交流电源电压的高低无关地将电源谐波的含有率保持在一定值以下,能够防止直流电源装置的最大输出的下降,并能够将流过平滑电容器 6 的纹波电流抑制得较低。

[0157] 在第十实施方式中,提供一种具有负载为逆变器负载的第一或第二实施方式的直流电源装置和控制逆变器负载的逆变器控制部 12 的逆变器驱动装置。该逆变器驱动装置的电流波形选择部 8d,在逆变器控制部 12 的驱动频率比预先决定的规定频率大的情况下选择第一电流波形模式,在根据逆变器负载的运转状态决定的电流限制值比规定的电流阈

值小的情况下选择第二电流波形模式。

[0158] 根据本实施方式,在电流波形模式切换时即使功率因数发生变化,逆变器控制部 12 的驱动频率也不变。因此,不必担心电流波形模式间的振荡,切换电流波形模式的频率的设计变得容易。

[0159] 在第十一实施方式中,提供一种具有第一或第二实施方式的直流电源装置的空调机。

[0160] 一般而言,在空调机中,除去低外部气体温度时的供热运转或运转开始时,运转时的输入电流比插座容量低,另外,在空调机的整个运转时间中,像这样输入电流不那么高的期间所占比例较大。因此,能够将以第二电流波形模式运转的期间设定得比其它设备长。因此,能够更有效地减少平滑电容器 6 的发热。另外,能够进一步延长产品的寿命。

[0161] 在第十二实施方式中,作为一个方式提供一种具备具有第一、第二实施方式的直流电源装置的第八实施方式的逆变器驱动装置的空调机。

[0162] 根据本实施方式,与第十一实施方式相同,能够将以第二电流波形模式运转的期间设定得比其它设备长。因此,能够进一步延长平滑电容器 6 和产品的寿命。

[0163] 在第十二实施方式中,作为一个实施方式提供一种具备具有第六实施方式的直流电源装置的第八实施方式的逆变器驱动装置的空调机。在本实施方式中,用运转时实际的输入电流的大小判断电流波形模式并进行切换。

[0164] 根据本实施方式,通过插座容量限制产品的最大能力,根据需要高功率因数的输入电流条件能够应用第一电流波形模式。因此,能够进一步延长平滑电容器 6 乃至产品的寿命。

[0165] 在第十二实施方式中,作为一个实施方式提供一种具有第九实施方式的逆变器驱动装置的空调机。而且,仅在根据负载条件预先决定的输入电流的限制值大,存在大输入电流流过的可能性的情况下,采用第一波形模式。

[0166] 根据本实施方式,不必担心由电流波形模式切换时功率因数变化引起的振荡。因此,能够用简单的切换控制延长平滑电容器 6 和产品的寿命。

[0167] 在第十二实施方式中,作为一个实施方式提供一种具有第十实施方式的逆变器驱动装置的空调机。

[0168] 一般而言,仅在输入电流大的逆变器 11 的驱动频率高的情况下使用第一电流波形模式。由此,与具有第九实施方式的逆变器驱动装置的第十二实施方式相同,不必担心由电流波形模式切换时的功率因数变化引起的振荡。因此,能够用简单的切换控制延长平滑电容器 6 乃至产品的寿命。

[0169] 产业上的可利用性

[0170] 如上所述,在本实施方式的直流电源装置中,将最大负载时的功率因数保持为 1。由此,占其动作时间大半期间的中~轻负载时,能够不降低向负载供给的最大输出地降低平滑电容器的纹波电流。因此,能够适用于冰箱、洗衣机、热泵热水器等一旦将来自交流电源的交流电压转换为直流电压就向负载供给电力的几乎所有的家电的用途。

[0171] 附图符号说明

[0172] 1 交流电源

[0173] 2 电抗器

-
- [0174] 4 开关机构
 - [0175] 6 平滑电容器
 - [0176] 7 负载
 - [0177] 8a 电压相位运算部检测部
 - [0178] 8c 电流波形存储部
 - [0179] 8d 电流波形选择部
 - [0180] 9 交流电压相位检测电路检测部
 - [0181] 11 逆变器
 - [0182] 12 逆变器控制部

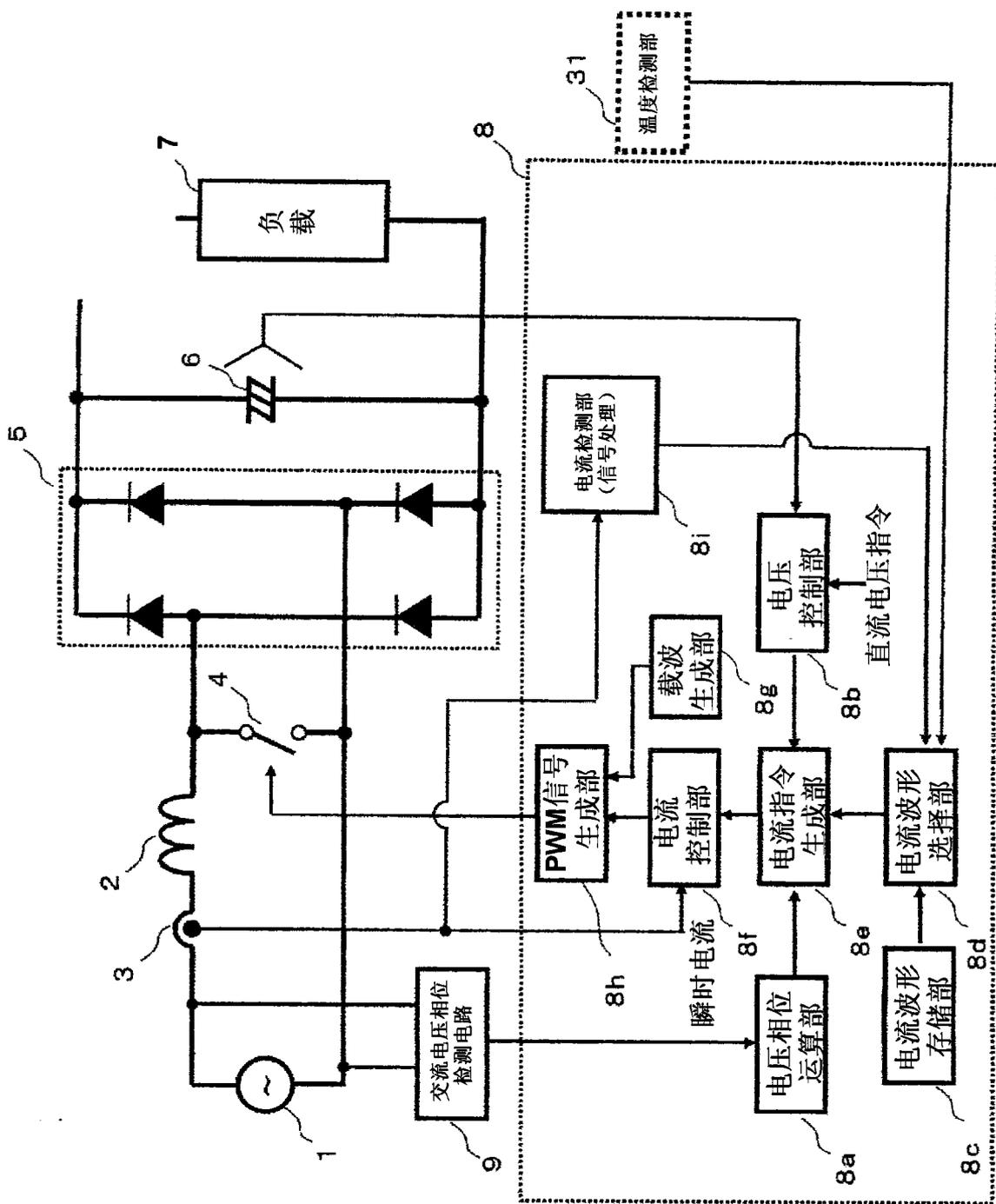


图 1

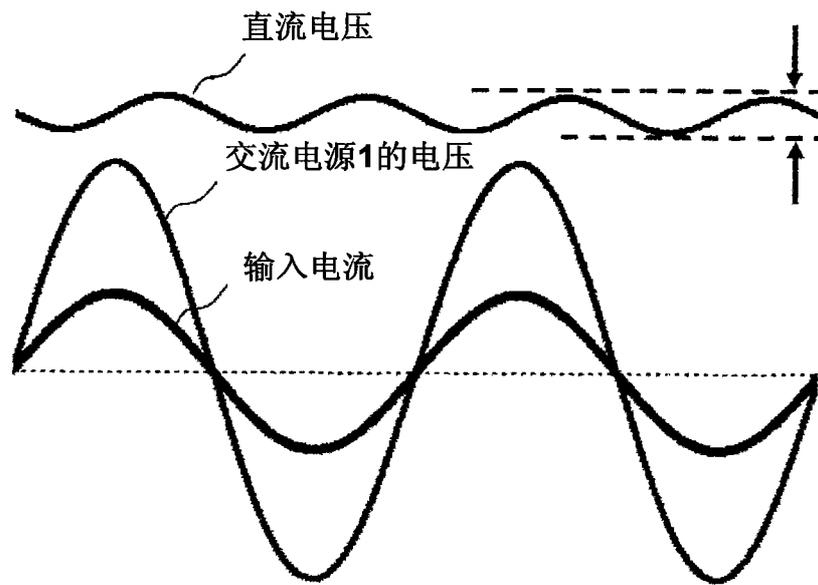


图 2

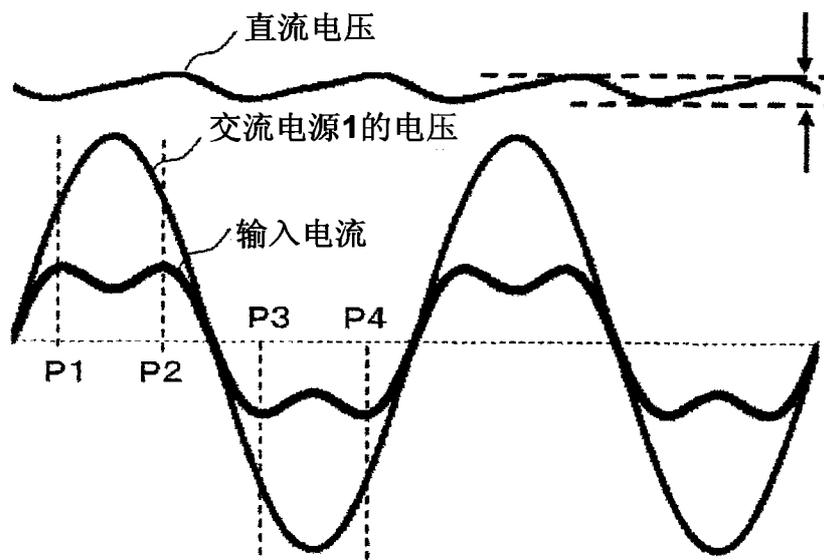


图 3A

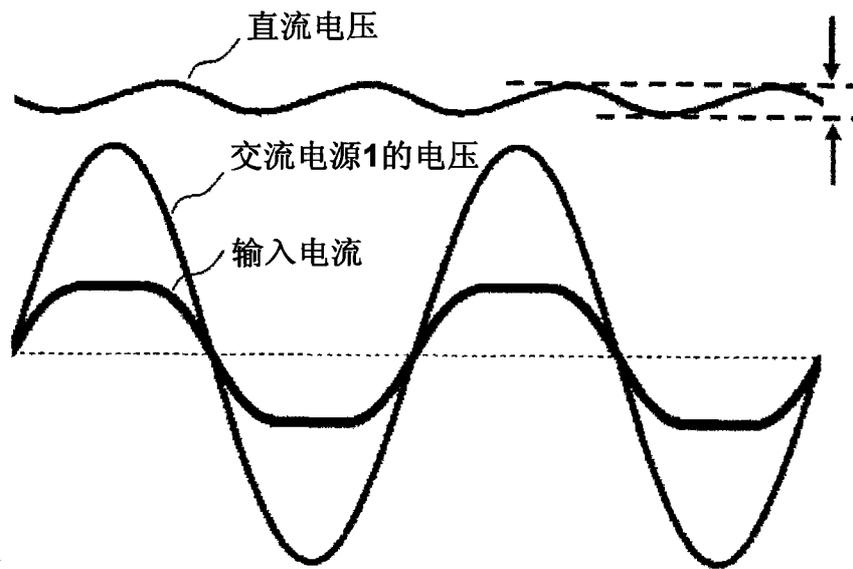


图 3B

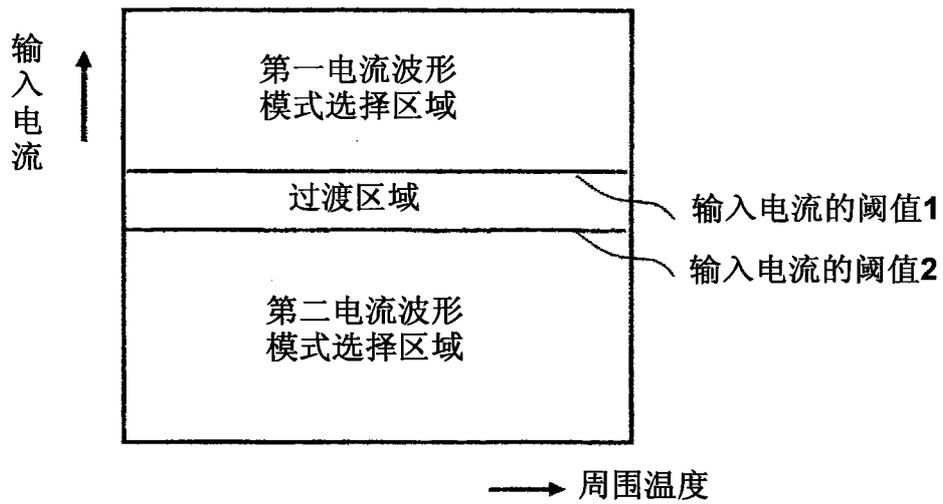


图 4A

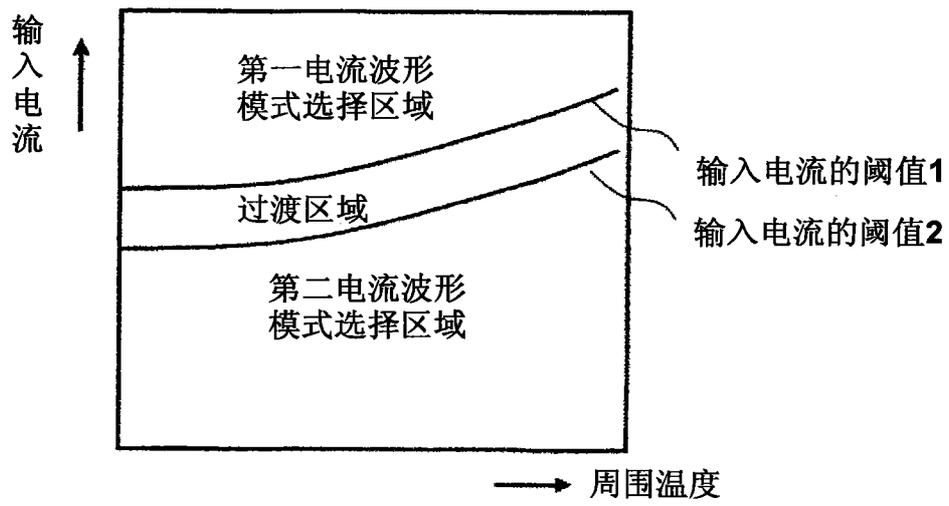


图 4B

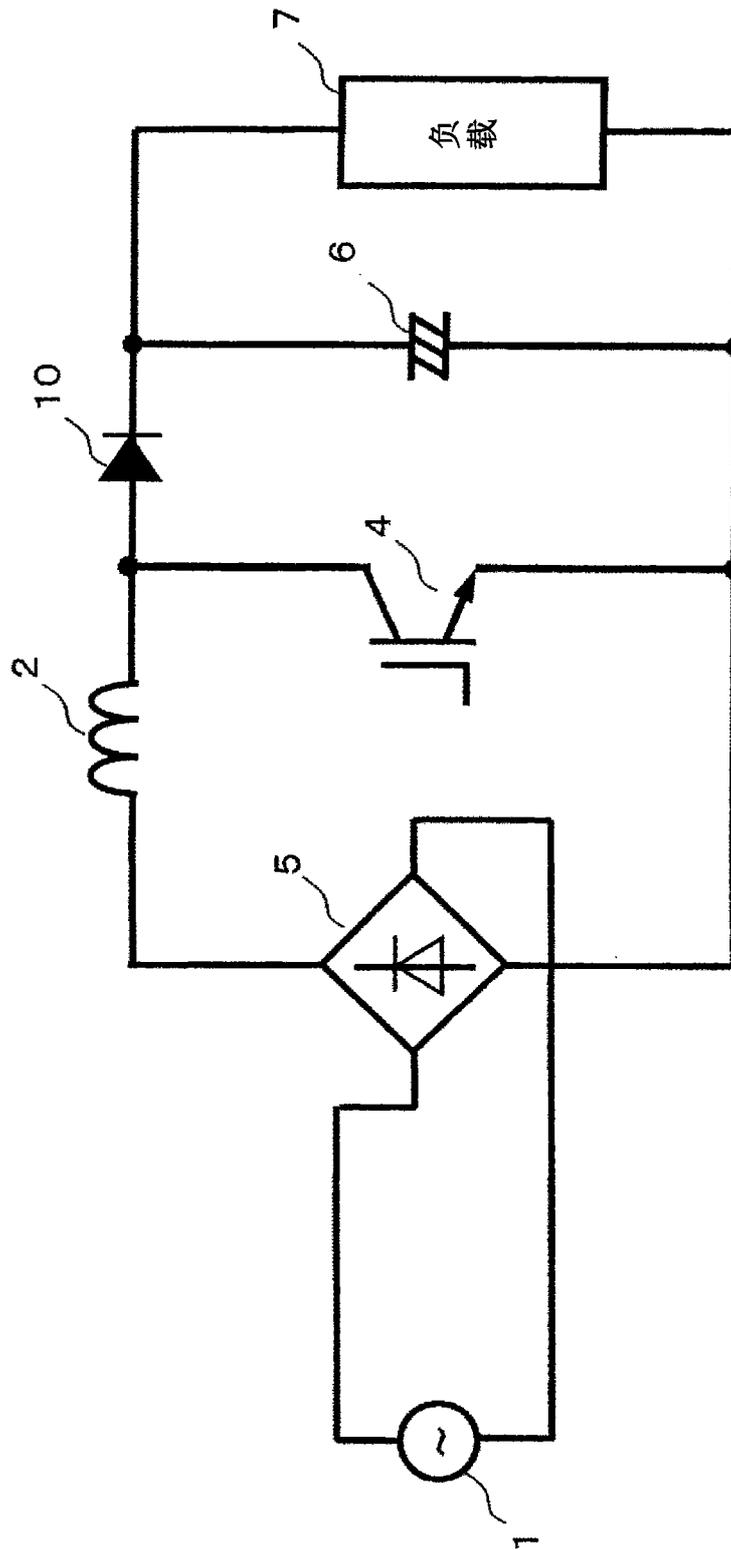


图 5A

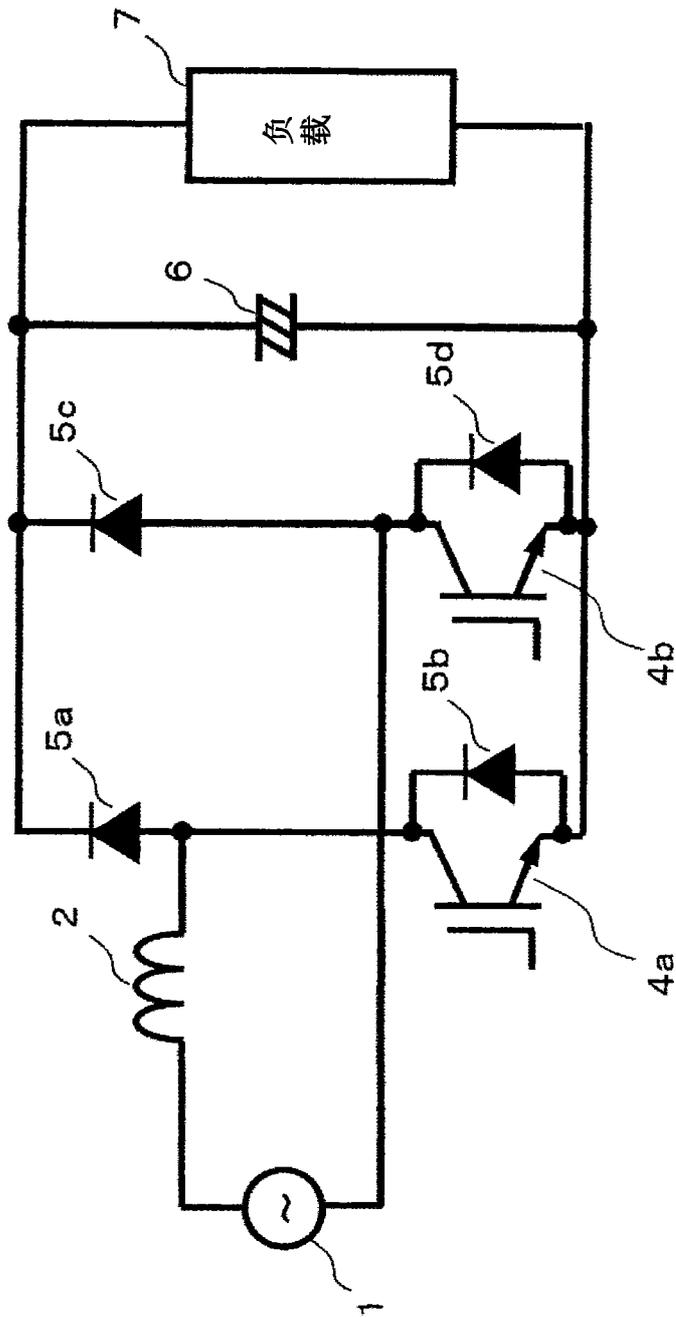


图 5B

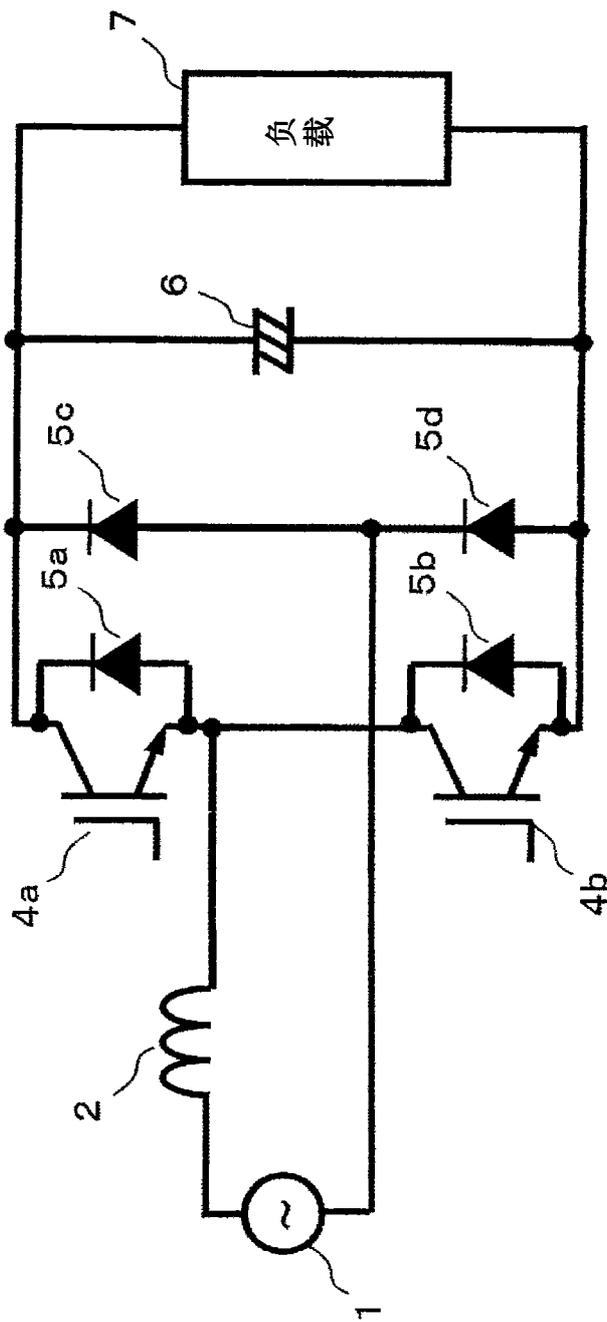


图 5C

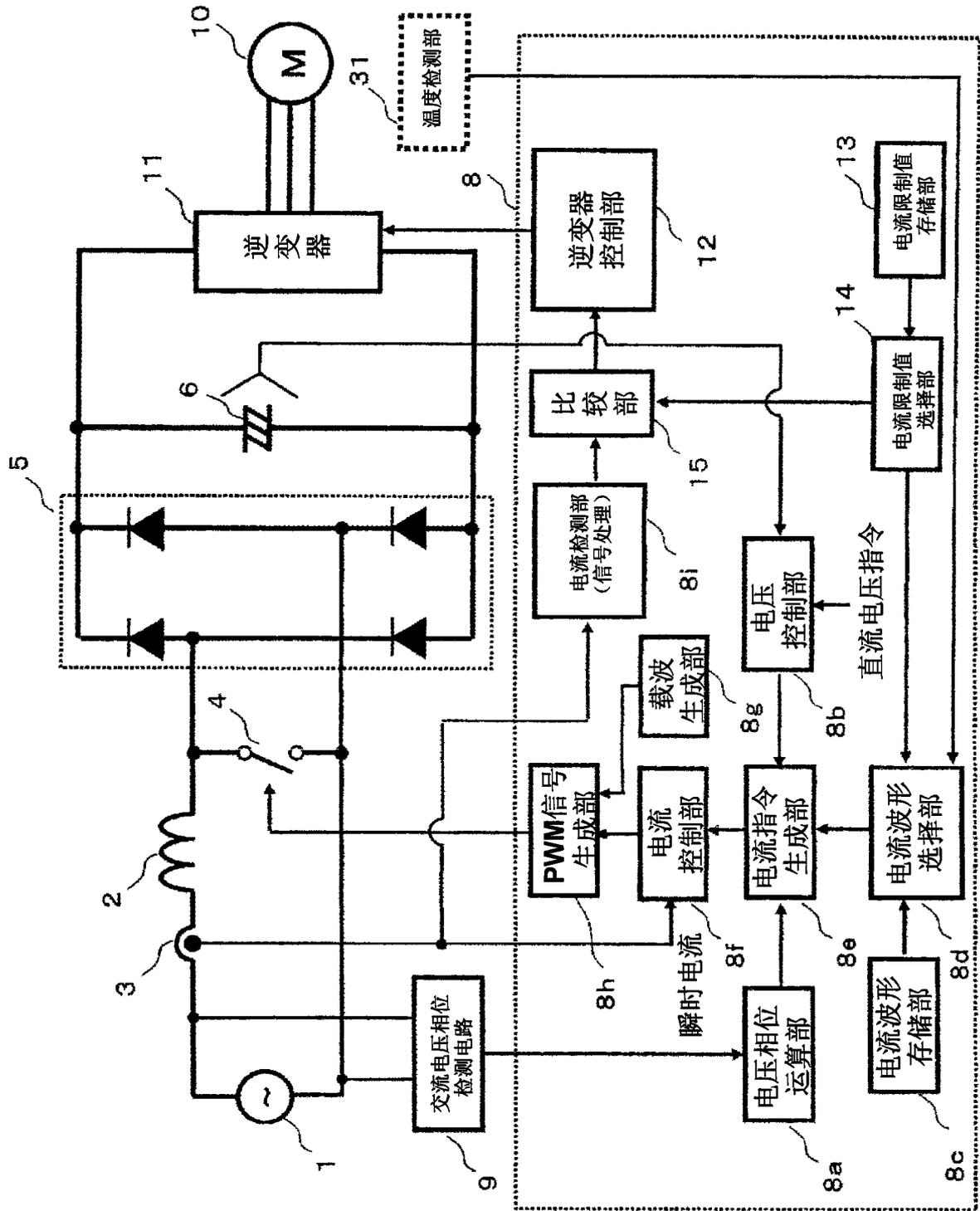


图 6

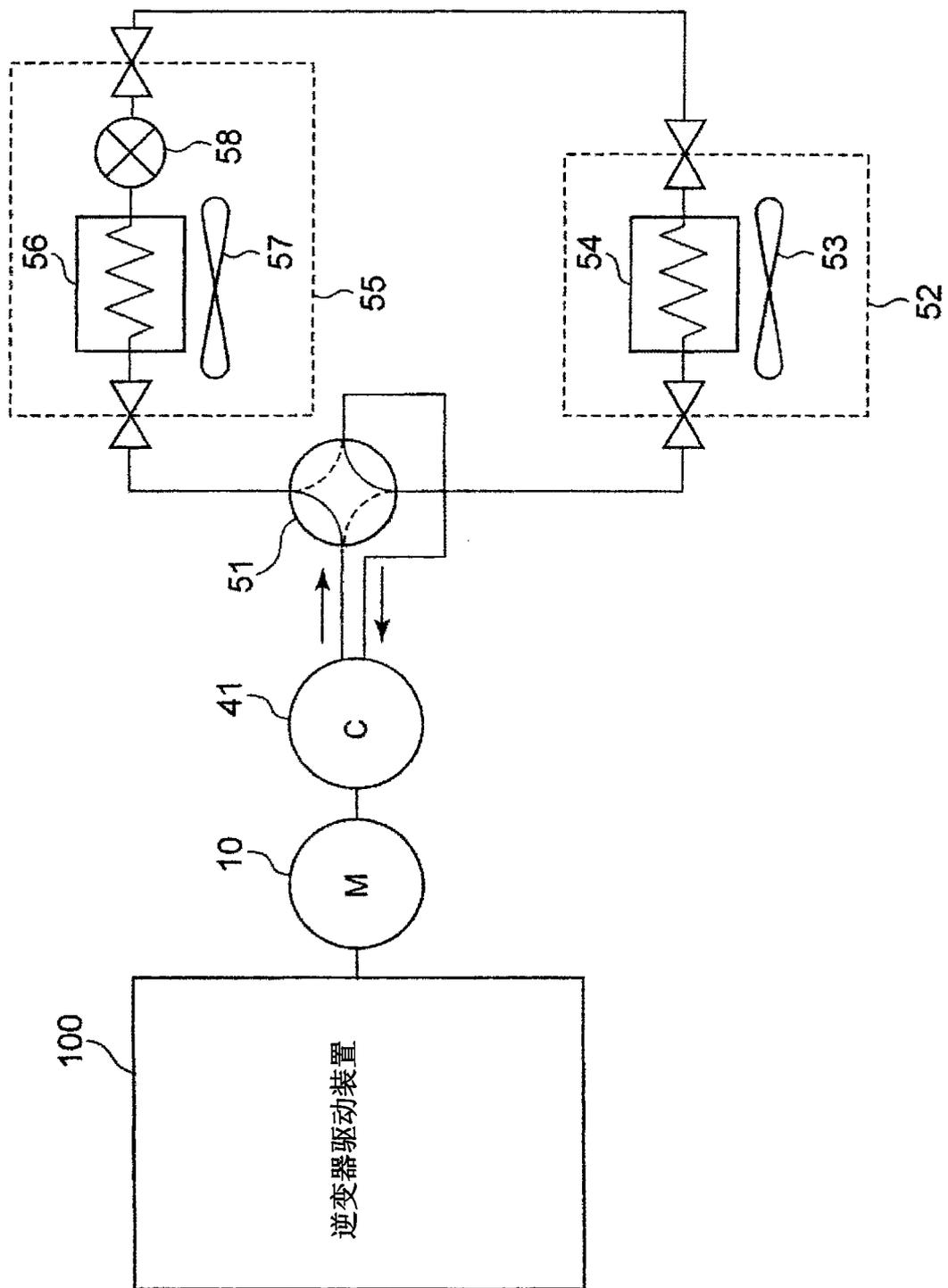


图 7

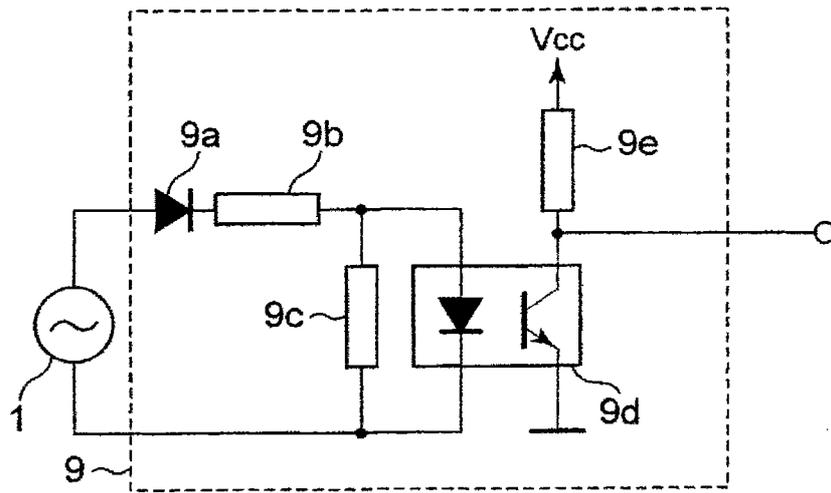


图 8A

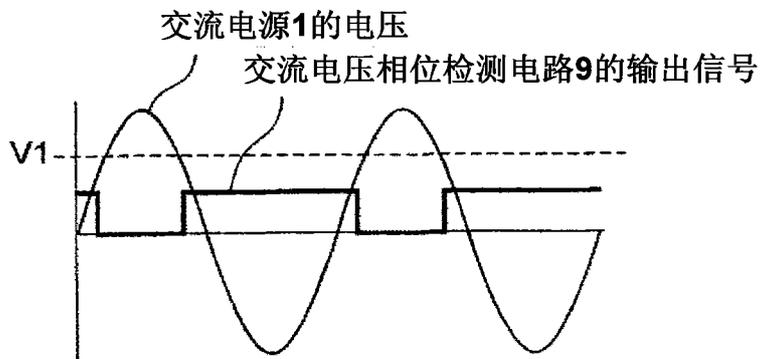


图 8B

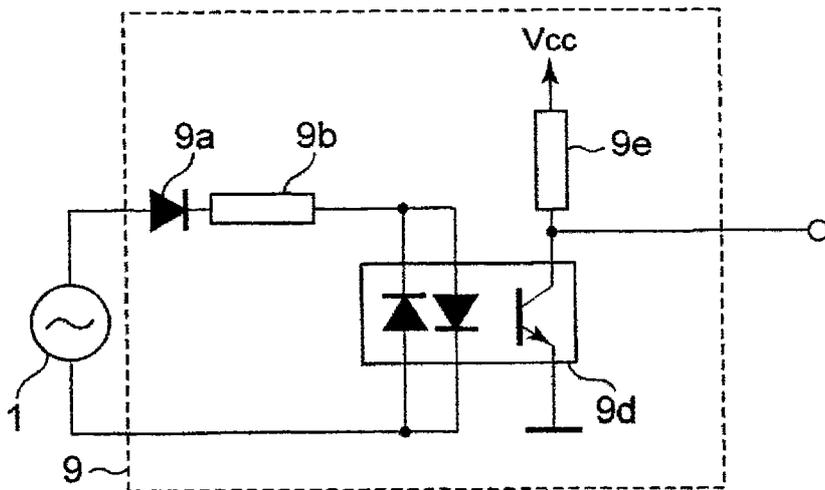


图 9A

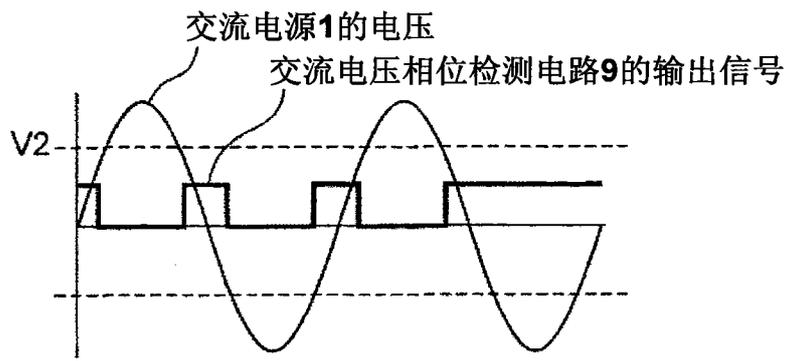


图 9B

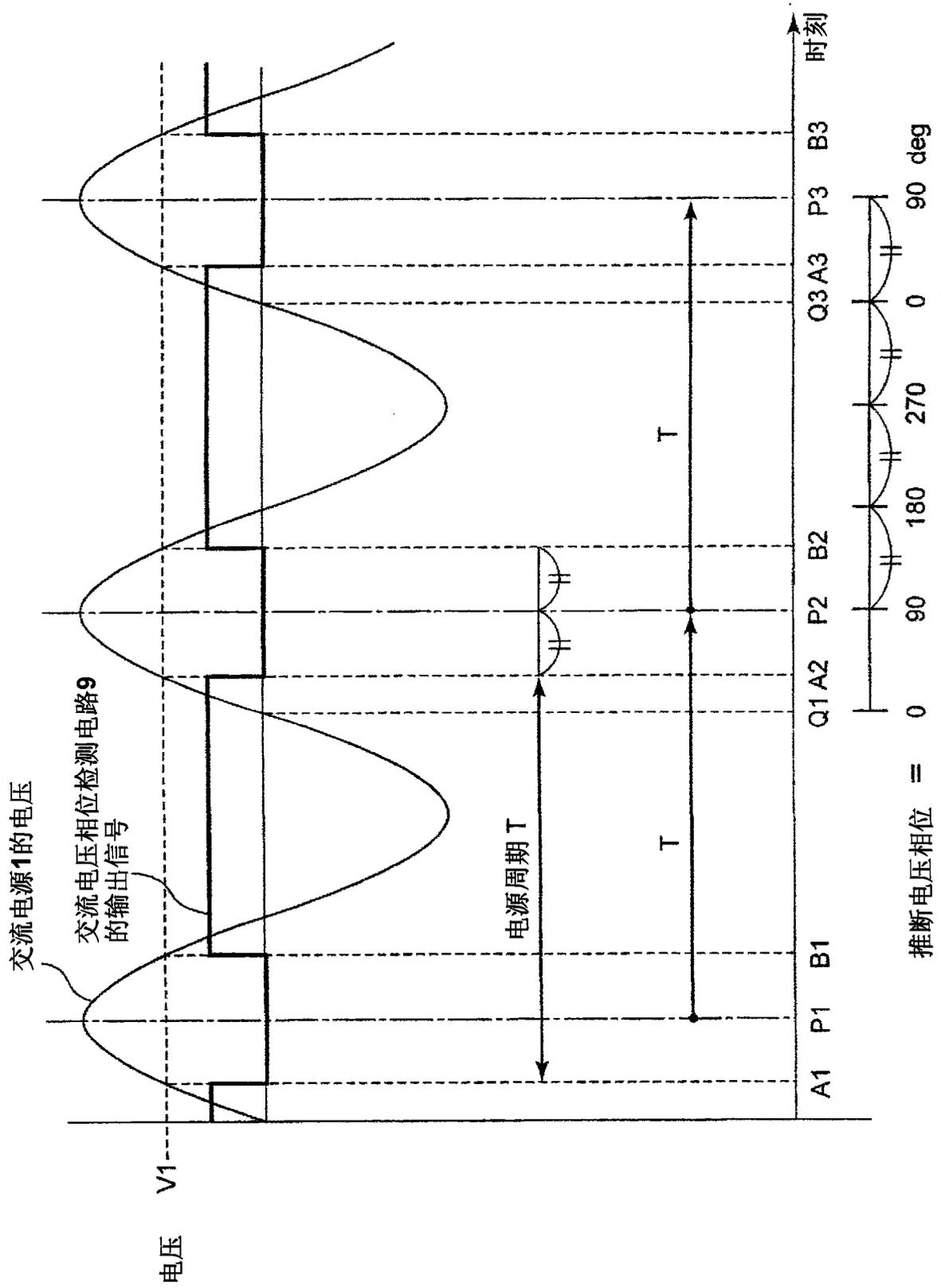


图 10

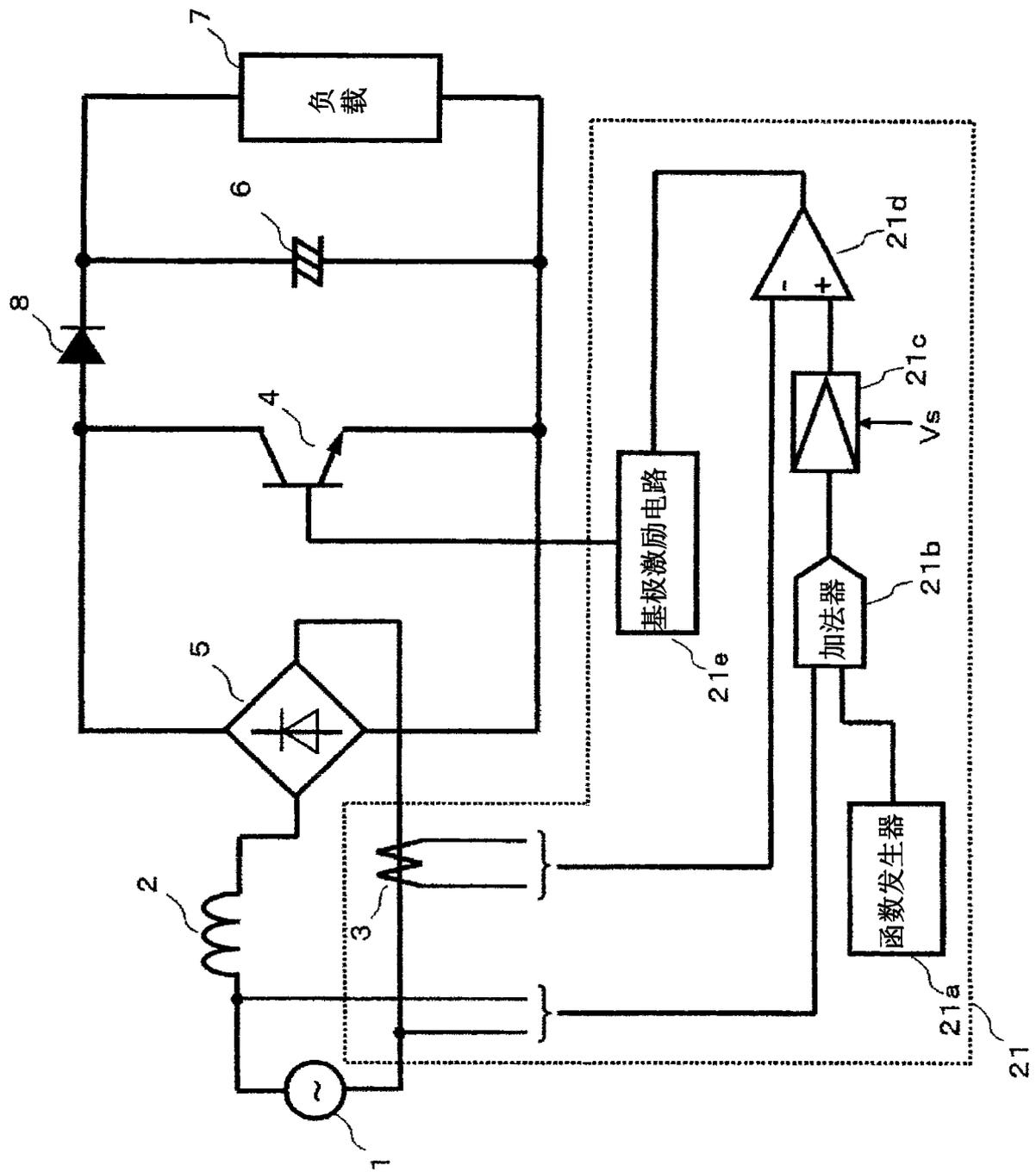


图 11

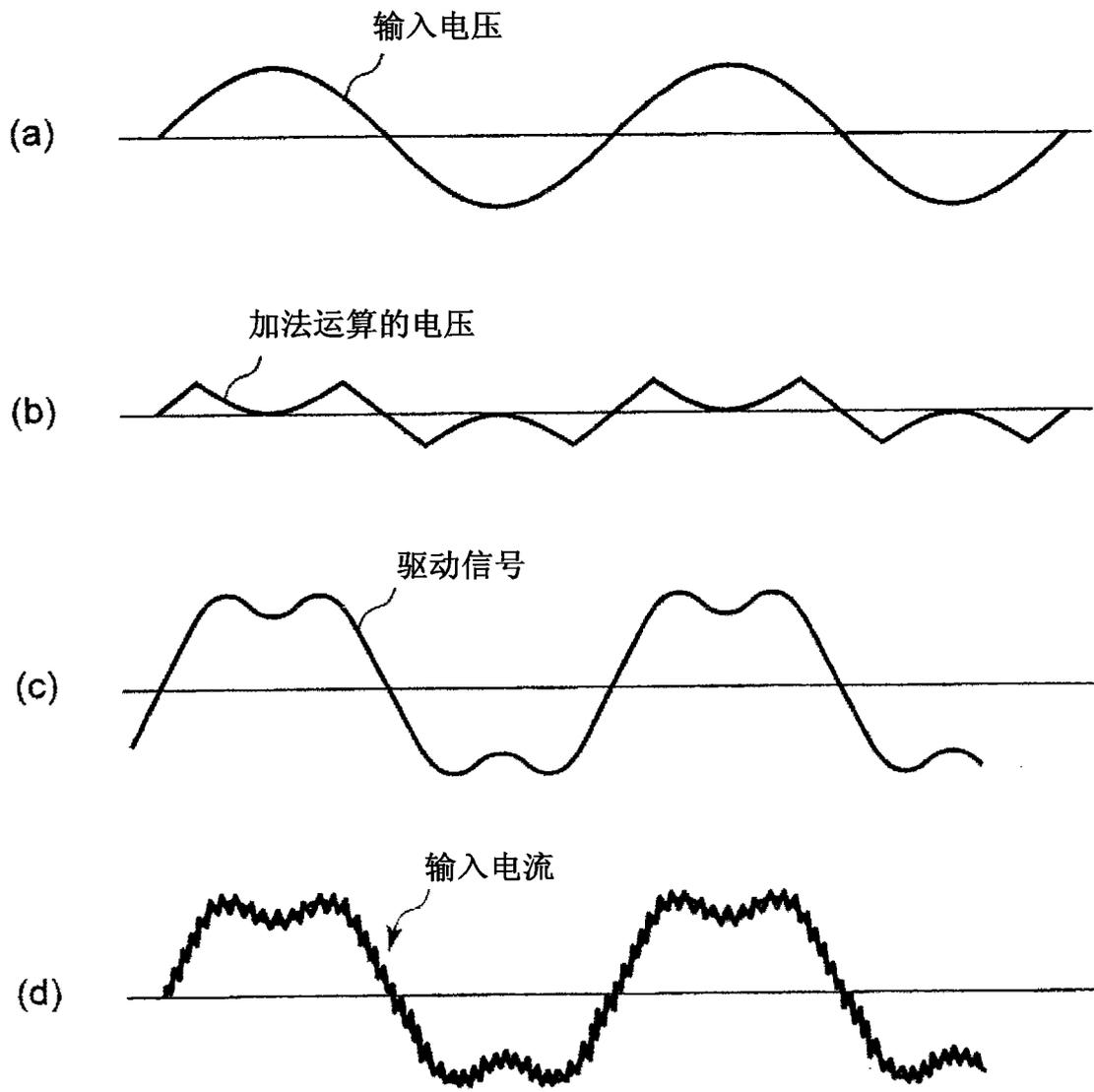


图 12