



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 111034026 A

(43)申请公布日 2020.04.17

(21)申请号 201880051912.8

(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 2018.10.16

代理人 龙淳

(30)优先权数据

2017-208351 2017.10.27 JP

(51)Int.Cl.

H02P 27/08(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2020.02.10

F25D 11/00(2006.01)

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2018/038387 2018.10.16

(87)PCT国际申请的公布数据

W02019/082718 JA 2019.05.02

(71)申请人 松下知识产权经营株式会社

地址 日本大阪府

(72)发明人 田中秀尚 竹冈义典

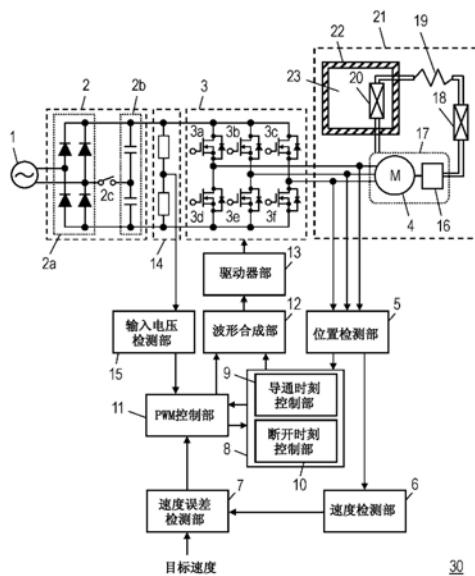
权利要求书1页 说明书13页 附图10页

(54)发明名称

电动机驱动装置和使用它的冷藏库

(57)摘要

本发明包括:具有转子的无刷DC电动机(4);由6个开关元件(3a~3f)构成的、对无刷DC电动机(4)供给电力的逆变电路(3);检测转子的位置的位置检测部(5);以高频率将开关元件(3a~3f)导通和断开,由此调节施加于无刷DC电动机(4)的电压的PWM控制部(11);决定无刷DC电动机(4)的各相的通电相的通电相控制部(8),并且该通电相控制部(8)使的基于PWM控制的开关元件(3a~3f)的导通时间时比率成为最大;和检测逆变电路(3)的输入电压的输入电压检测部(15),PWM控制部(11)根据逆变电路(3)的输入电压的变化设定PWM控制的导通时间时比率。



1. 一种电动机驱动装置,其特征在于,包括:
 - 具有转子的无刷DC电动机;
 - 逆变电路,其由6个开关元件构成,对所述无刷DC电动机供给电力;
 - 检测所述转子的位置的位置检测部;和
 - 通过以高频率将所述开关元件导通和断开,来调节施加于所述无刷DC电动机的电压的PWM控制部,所述电动机驱动装置还包括:
 - 通电相控制部,其设定所述无刷DC电动机的各相的通电状态并且使得基于所述PWM控制的所述开关元件的导通时间时比率成为最大;和
 - 检测所述逆变电路的输入电压的输入电压检测部,所述PWM控制部根据所述逆变电路的所述输入电压的变化,设定所述PWM控制的导通时间时比率。
2. 如权利要求1所述的电动机驱动装置,其特征在于:
 - 所述PWM控制部设定所述开关元件的导通时间时比率,以使得在所述逆变电路的所述输入电压的所述变化的前后、向所述无刷DC电动机施加的所述电压没有变化。
3. 如权利要求1或2所述的电动机驱动装置,其特征在于:
 - 所述电动机驱动装置还包括:
 - 将交流电压转换为直流电压的整流电路;
 - 使所述整流电路的输出成为直流电压的平滑电路;和
 - 将所述整流电路在全波整流与倍压整流之间切换的切换部,
 - 当利用所述切换部从所述全波整流切换为所述倍压整流时,所述PWM控制部降低所述开关元件的导通时间时比率。
4. 如权利要求1~3中任一项所述的电动机驱动装置,其特征在于:
 - 所述无刷DC电动机驱动设置在制冷循环中的压缩机。
5. 一种冷藏库,其特征在于:
 - 具有权利要求4所述的电动机驱动装置。

电动机驱动装置和使用它的冷藏库

技术领域

[0001] 本发明涉及通过逆变器控制驱动无刷DC电动机的电动机驱动装置和使用该驱动装置的冷藏库。

背景技术

[0002] 现有技术中,在这种无刷DC电动机的驱动装置中,无刷DC电动机的各相的通电状态通过PWM(Pulse Width Modulation)控制来控制。

[0003] 具体而言,无刷DC电动机通过PWM控制的矩形波以各相的通电区间基本上称为120度的方式被控制,从而被驱动。另外,当PWM控制的占空比(Duty Ratio)成为100%时,通电区间被扩张到120度以上。由此,无刷DC电动机的、在高速且高负荷情况下的可驱动区域被扩张(例如参照专利文献1)。

[0004] 图9是表示专利文献1的电动机驱动装置的模块图。如图9所示,逆变电路103由开关元件103a~103f构成。各开关元件103a~103f在从断开向导通转变时,通过导通时刻控制机构104a进行提前角控制。另一方面,各开关元件103a~103f在从导通向断开转变时,不进行基于断开时刻控制机构104b的提前角控制。由此,进行叠加(overlap)通电。

[0005] 另外,在现有技术的其它的电动机驱动装置中,以使供给到电动机的电力成为目标电力值的方式,控制开关元件的通电角和提前角、向逆变器的输入直流电压。由此,能够实现电动机驱动装置的高输出化,并且能够实现电动机的高旋转。另外,能够降低电动机驱动装置的损失(例如参照专利文献2)。

[0006] 图10是表示专利文献2的电动机驱动装置的驱动控制机构201的模块图。如图10所示,无刷DC电动机的驱动控制机构201具有:检测驱动电力的电力检测机构202;和通电脉冲信号生成控制机构203。通电脉冲信号生成单元203进行逆变器的驱动信号图案的生成和逆变器输入电压的设定。并且,以驱动电力与目标设定电力值一致的方式控制逆变器的输入电压值、通电角和提前角。

[0007] 但是,现有技术的电动机驱动装置中,关于高效率化和可靠性的提高还有改善的余地。

[0008] 现有技术文献

[0009] 专利文献

[0010] 专利文献1:日本特开2006-50804号公报

[0011] 专利文献2:日本特开2008-167525号公报

发明内容

[0012] 本发明的目的在于,实现电动机驱动装置的低损失化产生的设备的高效率化、和可靠性的提高。另外,即使逆变电路的输入电压大幅变动的情况下,也能够进行稳定的无刷DC电动机的驱动,提高无刷DC电动机的可靠性。

[0013] 具体而言,本发明的电动机驱动装置包括:具有转子的无刷DC电动机;逆变电路,

其由6个开关元件构成,对无刷DC电动机供给电力;检测转子的位置的位置检测部;和PWM控制部,其以高频率将开关元件导通和断开,由此来调节施加于无刷DC电动机的电压。电动机驱动装置还包括:通电相控制部,其设定无刷DC电动机的各相的通电状态并且使得基于PWM控制的开关元件的导通时间时比率成为最大;和检测逆变电路的输入电压的输入电压检测部。PWM控制部根据逆变电路的输入电压的变化,设定PWM控制的导通时间时比率。

[0014] 依据这样的结构,通过逆变电路能够使无刷DC电动机的损失降低,能够实现无刷DC电动机的高效率化。另外,即使逆变电路的输入电压大幅变动的情况下,也能够进行稳定的无刷DC电动机的驱动,因此能够提高无刷DC电动机的可靠性。

附图说明

[0015] 图1是本发明的实施方式1的电动机驱动装置的模块图。

[0016] 图2A是表示实施方式1的电动机驱动装置的驱动波形和时序图的图。

[0017] 图2B是表示实施方式1的电动机驱动装置的另一驱动波形和时序图的图。

[0018] 图3是判断开关元件的断开时刻调节控制的开始的流程图。

[0019] 图4是判断从PWM控制向断开时刻调节控制的转变的流程图。

[0020] 图5是表示逆变电路的输入电压的上升时的动作的流程图。

[0021] 图6是表示断开时刻调节控制的流程图。

[0022] 图7A是表示图2A中的区间C1的端子电压波形的图。

[0023] 图7B是表示图2A中的区间F1的端子电压波形的图。

[0024] 图7C是表示图2B中的区间C3的端子电压波形的图。

[0025] 图7D是表示图2B中的区间F2的端子电压波形的图。

[0026] 图8A是表示实施PWM控制的情况下的无刷DC电动机的相电流波形的图。

[0027] 图8B是表示导通时间时比率为100%的情况下的无刷DC电动机的相电流波形的图。

[0028] 图9是专利文献1的电动机驱动装置的模块图。

[0029] 图10是专利文献2的电动机驱动装置的模块图。

具体实施方式

[0030] (作为本发明的基础的知识)

[0031] 本发明的发明者们为了电动机驱动装置的性能和可靠性的提高,进行了深入研究的结果是得到了以下的知识。

[0032] 在上述的专利文献1的结构中,提前开关元件的接通将向无刷DC电动机的电力的供给区间扩展到120度以上,由此能够实现在高负荷且高速的情况下的可驱动区域的扩张。但是,在低负荷且低速的情况下的驱动区域中,伴随着基于PWM控制的开关元件的导通和断开的开关动作而产生损失。另外,在基于PWM控制的高频率的开关动作时,也伴随着电动机铁损的增加。

[0033] 另外,上述专利文献2中记载的、基于无刷DC电动机的通电角的增减进行的速度的控制中,能够实现该控制的时刻限于换流(换向)时(例如,4极电动机中,电动机转1圈12次)。因此,由于外部干扰等而向逆变电路的输入电压急剧地变动的情况下(特别是,上升的

情况下),响应延迟。另外,由于向无刷DC电动机的电压的过度施加,而成为大幅的延迟相位的状态。因此,产生无刷DC电动机的失调,或者发生在失调时的大电流的产生导致的转子的永磁铁的退磁损坏等,无刷DC电动机的可靠性降低。

[0034] 基于这些新的知识,本发明的发明者完成了以下的公开内容。

[0035] 本发明的一个方式的电动机驱动装置包括:具有转子的无刷DC电动机;逆变电路,其由6个开关元件构成,对无刷DC电动机供给电力;检测转子的位置的位置检测部;和PWM控制部,其以高频率将开关元件导通和断开,由此来调节施加于无刷DC电动机的电压。电动机驱动装置还包括:通电相控制部,其设定无刷DC电动机的各相的通电状态并且使得基于PWM控制的开关元件的导通时间时比率成为最大;和检测逆变电路的输入电压的输入电压检测部,PWM控制部根据逆变电路的输入电压的变化,设定PWM控制的导通时间时比率。

[0036] 依据这样的结构,能够降低由于PWM控制导致的开关元件的开关损失,实现电动机驱动装置的高效率化。另外,由于能够抑制基于PWM控制的高频电流,所以能够降低电动机铁损。另外,即使在输入电压大幅上升了的情况下,也能够抑制向无刷DC电动机施加的电压的急剧上升,因此能够抑制无刷DC电动机的失调和大电流的发生。

[0037] 本发明的另一方式的电动机驱动装置中,可以构成为PWM控制部以使得在逆变电路的输入电压的变化的前后、向无刷DC电动机施加的电压没有变化的方式来设定开关元件的导通时间时比率。

[0038] 根据该结构,即使逆变电路的输入电压急剧上升的情况下,也可以使无刷DC电动机的速度变动非常小,因此能够抑制速度变动导致的振动和噪声,能够实现无刷DC电动机的可靠性的提高。

[0039] 本发明的另一方式的电动机驱动装置可以构成为,电动机驱动装置还包括:将交流电压转换为直流电压的整流电路;使整流电路的输出为直流电压的平滑电路;和将整流电路在全波整流与倍压整流之间切换的切换部,当通过切换部从全波整流切换为倍压整流时,PWM控制部降低开关元件的导通时间时比率。

[0040] 依据这样的结构,在无刷DC电动机以低速且低负荷的状态驱动的情况下,在通过全波整流输入进行抑制了逆变器损失的高效率的驱动、无刷DC电动机以高速且高负荷的状态被驱动的情况下,能够通过倍电压输入进行高输出驱动,能够实现对应于无刷DC电动机的驱动状态的最佳的驱动。另外,即使伴随着从全波整流向倍压整流的切换而逆变电路的输入电压上升了的情况下,也能够抑制急剧的无刷DC电动机的速度变动,提供可靠性高的电动机驱动装置。

[0041] 本发明的另一个方式的电动机驱动装置可以是上述的电动机驱动装置的无刷DC电动机对设置在制冷循环中的压缩机进行驱动。

[0042] 依据这样的结构,能够提高压缩机的COP(Coefficient Of Performance:性能系数),并且能够提供效率高且可靠性高的制冷循环装置。

[0043] 另外,本发明的冷藏库中,可以使用上述的电动机驱动装置。

[0044] 由此,能够提供消耗电力低且可靠性高的冷藏库。另外,能够抑制伴随高频率的开关元件的开关动作产生的高频带的噪声,实现冷藏库的静音化。

[0045] 以下对本发明的实施方式,参照附图进行说明。此外,本发明不被本实施方式限定。

[0046] (实施方式1)

[0047] [1.整体结构]

[0048] 图1表示本发明的实施方式1的电动机驱动装置的模块图。

[0049] 电动机驱动装置30包括逆变电路3和DC无刷DC电动机4。另外,对电动机驱动装置30例如通过变换器电路(converter circuit)2等供给直流电压。

[0050] 在图1中,交流电源1为一般的工频电源。工频电源在日本国内的情况下,有效值为100V,电源频率为50Hz或者60Hz。

[0051] 变换器电路2将交流电源1转换为直流电压。图1中的变换器电路2例如包括整流电路2a和平滑电路2b。另外,变换器电路2也可以包括切换输出电压的开关(切换部)2c。

[0052] 整流电路2a通过将4个二极管桥接而构成。平滑电路2b由电容器构成。开关2c构成为将变换器电路2的输出电压以倍压整流和全波整流的2个阶段进行切换。

[0053] 逆变电路3由6个开关元件3a~3f构成。在本实施方式中,对各开关元件3a~3f分别使用MOSFET。各开关元件3a~3f被3相桥接。通过切换任意的开关元件的导通和断开,逆变电路3的输入直流电压被转换为3相交流电压。

[0054] 无刷DC电动机4包括定子和具有永磁铁的转子而构成。定子具有与3相对应的3个定子绕组。无刷DC电动机4通过从逆变电路3供给的3相交流电力被驱动。

[0055] 另外,电动机驱动装置30具有输入电压检测部15,其检测向逆变电路3的输入电压。输入电压检测部15从后述的输入电压检测电路14取得电压信息,检测向逆变电路3的输入电压,并且将所检测的输入电压输入到PWM控制部11。

[0056] 电压检测电路14例如以串联连接的多个电阻与平滑电路2b的输出部连接,取出施加于任意的电阻的两端的电压的方式构成。

[0057] 另外,电动机驱动装置30具有位置检测部5。位置检测部5检测无刷DC电动机4的磁极位置。在本实施方式1中,通过基于电动机的端子电压检测在无刷DC电动机4的定子绕组产生的感应电压的零交叉点,能够进行位置检测。感应电压通过无刷DC电动机4的转子的旋转产生。此外,作为位置检测的方法,可以是使用霍尔IC等的位置传感器的方法、或者基于由电流传感器等进行的电流检测的方法等。

[0058] 另外,电动机驱动装置30可以具有速度检测部6。速度检测部6根据位置检测部5的输出信号检测无刷DC电动机4的驱动速度。本实施方式中,无刷DC电动机4的驱动速度能够基于无刷DC电动机4的定子绕组产生的感应电压的零交叉点的周期来计算。

[0059] 另外,电动机驱动装置30可以具有速度误差检测部7。速度误差检测部7检测通过速度检测部6所获得的无刷DC电动机4的驱动速度与目标速度之差。

[0060] 另外,如图1所示,电动机驱动装置30具有通电相控制部8。

[0061] 通电相控制部8基于来自位置检测部5的信号,设定对无刷DC电动机4的3个定子绕组中的哪个定子绕组供给电力。在各定子绕组以电角度90度以上且150度以下的范围供给电力。

[0062] 通电相控制部8具有导通时刻控制部9和断开时刻控制部10。导通时刻控制部9设定接通各开关元件3a~3f的时刻(以下,导通时刻)。另外,断开时刻控制部10设定关断各开关元件3a~3f的时刻(以下,断开时刻)。即,逆变电路3的各开关元件3a~3f的导通时刻和断开时刻独立地设定。

[0063] 通电相控制部8如以上所述设定各相的通电状态。

[0064] [2. 无刷DC电动机的驱动速度的控制]

[0065] 如图1所示,电动机驱动装置30具有PWM控制部11。PWM控制部11通过PWM控制调节逆变电路3的3相交流输出电压。由此,控制无刷DC电动机4使其按目标速度进行驱动。

[0066] 在无刷DC电动机4的PWM控制的导通时间时比率 (Duty Ratio) 比“(向无刷DC电动机的定子绕组供给电力时的电角度的最小值) × 2 - (电角度120度)”除以“电角度120度”所得的值大的状态下,驱动无刷DC电动机4时,断开时刻控制部10提前开关元件的断开时刻以使得PWM控制部11的导通时间时比率成为其最大值即100%。

[0067] 具体而言,例如,向无刷DC电动机4供给电力时的各开关元件的导通区间为导通区间的最小值即电角度90度的情况下,成为 $(90\text{度} \times 2 - 120\text{度}) \div 120\text{度} = 50[\%]$ 。因此,在PWM控制的导通时间时比率为50%以上的状态下,驱动无刷DC电动机4时,断开时刻控制部10提前开关元件的断开时刻,使的导通时间时比率成为100%。

[0068] 在此,为了防止无刷DC电动机4的动作状态的急剧的变化,优选断开时刻和导通时刻的变更逐渐地进行。例如,断开时刻的变更可以分多次地自前一次的断开时刻提前。但是,断开时刻和导通时刻的变更在一个控制周期内进行即可。

[0069] 此外,通过由PWM控制部11进行的导通时间时比率的调节进行无刷DC电动机4的速度控制,限定于无刷DC电动机4以上述的PWM控制的导通时间时比率以下被驱动的情况。因此,PWM控制在无刷DC电动机4的起动时、低速驱动时、低负荷驱动时和倍电压输入时等的、比较低负荷或者低速的状态下驱动无刷DC电动机4时进行。

[0070] 在除此以外的稳定的驱动状态下,以使PWM控制的导通时间时比率成为100%的方式由通电相控制部8控制开关元件的断开时刻和导通时刻。由此,能够使基于PWM控制的开关元件的导通时间时比率成为最大(本实施方式中,在稳定的驱动状态中为100%)、并且进行无刷DC电动机4的驱动速度的控制。

[0071] 此外,图1所示的波形合成部12合成由PWM控制部11生成的PWM信号和由通电相控制部8生成的信号。驱动器部13基于由波形合成部12所合成的信号,将逆变电路3的各开关元件3a~3f导通或者断开。由此,能够生成任意的3相交流电压。所生成的3相交流电压供给到无刷DC电动机4,由此来驱动无刷DC电动机4。

[0072] [3. 基于逆变电路的输入电压的控制]

[0073] PWM控制部11当检测出从输入电压检测部15输入的逆变电路3的输入电压急剧地变动(特别是上升)时,根据输入电压的变化(在输入电压上升了的情况下,上升率)设定基于PWM控制的逆变电路3的开关元件的导通时间时比率。在逆变电路3的输入电压上升了的情况下,降低导通时间时比率。PWM控制部11将变更后的导通时间时比率的信息输出到波形合成部12。

[0074] 即,逆变电路3的输入电压急剧的上升时,为了使无刷DC电动机4的输入电压不大幅地变化,瞬时地降低PWM控制的导通时间时比率,以任意的通电角进行基于PWM控制的无刷DC电动机4的驱动。

[0075] 之后,如上所述,由通电相控制部8的断开时刻控制部10以PWM控制的导通时间时比率成为100%的方式提前开关元件的断开时刻。

[0076] 另外,当逆变电路3的输入电压急剧降低时,在进行PWM控制的情况下,根据逆变电

路3的输入电压的降低程度增加PWM控制的导通时间时比率。

[0077] 像这样,通过调节PWM控制的导通时间时比率,抑制无刷DC电动机4的输入电压的变化。但是,在以导通时间时比率为100%进行驱动的情况下,不能用该方法处理。但是,通过瞬时停电等而逆变电路3的输入电压急剧地降低的情况下,由于积蓄在平滑电路2b中的电荷,而电力被供给到无刷DC电动机4。由此,由于避免了急剧的电压的降低,因此电压的急剧的降低导致的无刷DC电动机4的失调不容易发生。因此,在PWM控制的导通时间时比率为100%的情况下,用于抑制逆变电路3的输入电压变化的控制不是必须的。

[0078] [4.使用电动机驱动装置的压缩机]

[0079] 图1表示了上述的电动机驱动装置30用于压缩机17的例子。

[0080] 如图1所示,压缩机17与冷凝器18、减压器19和蒸发器20一起构成制冷循环。在图1中,作为利用了制冷循环的制冷循环装置的例子,表示了冷藏库21。

[0081] 压缩机17具有无刷DC电动机4和压缩构件16。无刷DC电动机4和压缩构件16被收纳在同一密闭容器中。

[0082] 压缩机17的压缩构件16与无刷DC电动机4的转子的轴连接,吸入制冷剂气体,并且将所吸入的制冷剂气体压缩而排出。从压缩机17排出的制冷剂气体通过冷凝器18、减压器19和蒸发器20,再次被吸入到压缩机17。由此,构成制冷循环。制冷循环中的、冷凝器18进行放热、而蒸发器20进行吸热,由此制冷循环装置能够进行加热或者吸热。

[0083] 此外,根据需要能够在冷凝器18和蒸发器20使用送风机。由此,促进冷凝器18和蒸发器20中的热交换。

[0084] 此外,冷藏库21如图1所示,具有由隔热壁22包围的食品贮藏室23。蒸发器20是为了将食品贮藏室23内冷却而使用的。

[0085] 关于如以上所述构成的电动机驱动装置30,以下对其动作和作用进行说明。

[0086] [5.电动机驱动装置的动作]

[0087] [5-1.驱动波形和时序图]

[0088] 图2A和图2B是本实施方式的电动机驱动装置的驱动波形和时序图。

[0089] 图2A是通常的电角度在120度的通电的情况下的、驱动波形和时序图。图2B是调节了开关元件的断开时刻的状态下的、驱动波形和时序图。

[0090] 在图2A和图2B中,表示了通过无刷DC电动机4的旋转产生的感应电压为E,3相(U相、V相和W相)中的U相的端子电压为 V_u 。另外,图2A和图2B仅表示了关于U相的波形。此外,V相和W相的感应电压和端子电压的波形是从U相的感应电压和端子电压的波形起相位分别错开了120度的相同形状的波形。

[0091] 在图2A和图2B中,是关于与逆变电路3的高压侧连接的开关元件3a、3b、3c的驱动信号的时序图,分别表示为 U^+ 、 V^+ 、 W^+ 。与逆变电路3的低压侧连接的开关元件3d、3e、3f的驱动信号是从与开关元件3d、3e、3f对应的高压侧的开关元件3a、3b、3c的驱动信号起,相位分别错开了180度的信号。

[0092] 位置检测部5直接或间接地检测无刷DC电动机4的转子的位置。基于所检测的转子的位置信息,调节对定子绕组中的通电相进行切换的时刻(未图示)。

[0093] 在本实施方式中,位置检测部5检测转子的磁极的相对位置。具体而言,位置检测部5将感应电压的零交叉点作为位置信号来检测。

[0094] 在零交叉点的检测时,是检测在对该定子绕组没有被施加电压的区间(关于图2A和图2B所示的U相,开关元件3a、3d的两者成为断开的区间即C1、C2、C3、C4)中,在定子绕组显现的感应电压与逆变器输入电压Vdc的1/2的大小关系发生反转的点(P1、P2)。

[0095] 因此,电角度每一个周期,关于各相被检测2次、零交叉点的位置信号。即,作为3相整体在电角度每60度被检测共计6次位置信号。

[0096] 如图2A所示,在基于驱动信号U+、V+和W+的通电图案中,在零交叉点(P1)的位置检测后,在经过电角度30度的时间点,与W+的断开同时地U+成为导通,开关元件3a被导通。由此,在电角度360度的整个范围中,总是3相中的某个相的定子绕组被通电。

[0097] 另一方面,在图2B所示的通电图案中,在零交叉点(P1)的位置检测后,在经过电角度30度之前,W+成为断开,开关元件3c被断开之后,在经过电角度30度的时间点U+成为导通,开关元件3a被导通。

[0098] 在C1~C4区间中在定子绕组显现感应电压,仅是在其它相的开关元件导通的期间、即基于PWM控制的开关元件的导通期间中。因此,以开关元件的关断(turn off)比接通(turn on)提前地进行的方式来控制,由此,以向无刷DC电动机4的电力供给区间变短的方式进行控制。由此,由于基于PWM控制的开关元件的导通和断开的次数变少,所以能够抑制逆变电路3的损失。

[0099] 另外,定子绕组的电力供给区间变短,由此基于PWM控制的开关元件的导通时间变长。由此,由位置检测部5进行的零交叉点的位置检测信号的可获取的期间变长。因此,基于位置检测部5的位置检测的精度提高。

[0100] 并且,如图2A和图2B所示,开关元件的断开时刻是从紧接零交叉点(P1)的位置检测之后至经过电角度30度的时间点(对于位置检测P1是区间A1的范围)。由此,基于零交叉点(P1)的位置检测的结果,能够可靠地换流。另外,由于驱动波形相对于感应电压成为提前相位,因此能够避免延迟相位导致的转矩降低的发生。

[0101] 像这样,将开关元件3a~3f的断开时刻设为从紧接零交叉点的位置检测之后至经过电角度30度的时间点,由此,3相的定子绕组的电力供给区间被调节为90度以上且120度以下。另外,电力供给的休止区间(A1、A2、A3)越短,则自动地被施加的提前角B(无电力供给区间的电角度的1/2)。由此,无刷DC电动机4的转矩增加,即使在存在不对无刷DC电动机4供给电力的无电力供给区间的状态下,也能够避免无刷DC电动机4的失调等,能够进行稳定的无刷DC电动机4的驱动。

[0102] 负荷增加,在开关元件的断开时刻成为零交叉点的位置检测后、电角度30度的经过时的负荷,通过在120度的通电是能够驱动的最大负荷。在该情况下,将断开时刻固定在位置检测后、电角度30度的经过时,并且在使PWM控制的导通时间时比率为100%的状态下,导通时刻最大被推进至电角度30度。即,与位置检测信号的取得同时地进行换流。由此,能够将各相的通电角扩展至电角度150度,能够扩张由电动机驱动装置30能够驱动的负荷的区域。这时,无刷DC电动机4的输入电流与在电角度120度的通电的情况下相比较,最大增加17%左右。

[0103] [5-2.速度控制的详情]

[0104] 接着,关于基于上述的开关元件的断开时刻的调节的、无刷DC电动机4的速度控制,利用流程图进行详细地说明。

[0105] 图3是判断开关元件的断开时刻调节控制的开始的流程图。

[0106] 首先,判断由PWM控制部11生成的开关元件的导通时间时比率是否大于规定值(S11)。导通时间时比率大于规定值的情况下(S11的是),进行后述的断开时刻调节控制(S12)。导通时间时比率为规定值以下的情况下(S11的否),进行PWM控制(S13)。

[0107] 在本实施方式中,各开关元件的导通区间的最小值设定为电角度90度。因此,导通时间时比率的规定值根据 $\{(90\text{度} \times 2) - 120\text{度}\} / 120\text{度}$ 设定为50%。此外,导通时间时比率的规定值,考虑电动机驱动装置的用途设定为适当的任意的值。

[0108] 像这样,在本实施方式中,开始开关元件的断开时刻调节控制,是规定的导通时间时比率以上的情况。这时,一并使用断开时刻调节控制和PWM控制。由此,如在无刷DC电动机4的起动的等那样驱动速度极端低的情况下或者在低速驱动时负荷非常低的情况下,在倍电压输入时负荷比较轻的情况下或者低速的情况下等,能够防止由于向定子绕组的电力供给区间变得极端短而导致的无刷DC电动机4的起动的失败、不稳定的运转状态、或者极端的转矩降低等。因此,在所有的负荷条件中,都能够稳定地使无刷DC电动机4驱动。

[0109] 图4是表示判断从PWM控制向断开时刻调节控制转变的流程图。

[0110] 根据图3所示的流程,当决定断开时刻调节控制的开始时,开关元件的断开时刻就能够提前任意的时间(S21)。另外,进行基于PWM控制进行的速度控制(S22)。此外,当断开时刻提前时,如上所述能够分多次地比前一次的断开时刻提前。

[0111] 在此,由于开关元件的断开时刻被提前(S21),向无刷DC电动机4的电力供给区间变短。因此,通过PWM控制,导通时间时比率增加。

[0112] 当基于PWM控制的导通时间时比率小于100%的情况下(S23的是),开关元件的断开时刻被提前(S21)并且进行PWM控制(S22)。

[0113] 在导通时间时比率达到100%的情况下(S23的否),导通时间时比率被保持在100%的状态(S24)。即,在该情况下,不进行PWM控制。另外,进行开关元件的断开时刻的调节(S25)。即,在导通时间时比率变成100%的时间点,从PWM控制向断开时刻调节控制转变。由此,以无刷DC电动机4按目标速度进行驱动的方式控制无刷DC电动机4的驱动速度。

[0114] 此外,开关元件的断开时刻成为在零交叉点的位置检测后、电角度30度(即,在120度被通电的状态)的经过时的情况下,可以进行导通时刻控制。在导通时刻控制中,开关元件的导通时刻最大被推进至电角度30度。由此,无刷DC电动机4的可驱动的区域被扩张,无刷DC电动机4能够按目标速度适当地驱动。

[0115] 接着,关于向逆变电路3的输入电压急剧地上升的情况下的动作进行详细的说明。作为输入电压的急剧上升的主要原因,可以设想是工频电源发生瞬时停电而逆变电路3的输入电压降低了的状态下,从停电恢复的情况下、和在变换器电路2中的整流方式从全波整流切换为倍压整流的瞬间等。

[0116] 图5是表示逆变电路3的输入电压的上升时的动作的流程图。

[0117] 首先,由输入电压检测部15检测逆变电路3的输入电压(S31)。

[0118] 接着,判断逆变电路3的输入电压是否比前一次的检测值上升了规定值以上(S32)。在没有规定值以上的上升的情况下(S32的否),将本次的输入电压的检测值作为前一次值来保存(S35),流程结束。

[0119] 另一方面,在判断为电压的上升是规定值以上的情况下(S32的是),计算与所检测

的输入电压对应的PWM控制的导通时间时比率(S33)。在本实施方式中,导通时间时比率以在电压的变动发生前后无刷DC电动机4的施加电压相等的方式来计算。具体而言,按照“导通时间时比率[%]=(前一次的检测电压[V]/本次的检测电压[V])×100”来计算。

[0120] PWM控制部11输出按照所计算出的导通时间时比率的PWM波形(S34)。另外,本次的逆变电路3的输入电压的检测值作为前一次值被保存(S35)。

[0121] 像这样在逆变电路3的输入电压急剧地上升了的情况下,瞬时地计算出在逆变电路3的输入电压的变化前后向无刷DC电动机4的输入电压相同的PWM控制的导通时间时比率,并进行输出。由此能够抑制对无刷DC电动机4的输入电压的急剧变化,能够避免无刷DC电动机4的失调。另外,能够防止成为转子的永磁铁的退磁的原因的过电流的产生。

[0122] 另外,即使在对逆变电路3的输入电压从全波整流切换为倍压整流、无刷DC电动机4的输出范围被扩张时,也能够不使无刷DC电动机4暂时停止地进行切换。因此,能够提供使用性非常好的电动机驱动装置。

[0123] 此外,关于逆变电路3的输入电压的检测周期,为了使对于电压变动的响应性良好,优选为PWM定时器周期。但是,要考虑使用的处理器的计算能力和A/D转换速度等来设定。

[0124] 接着,关于向开关元件的断开时刻调节控制转变后的、无刷DC电动机4的速度控制利用图1和图6进行说明。

[0125] 图6是表示断开时刻调节控制的流程图。

[0126] 由速度检测部6所检测的无刷DC电动机4的驱动速度与目标速度的偏差被速度误差检测部7检测。

[0127] 在图6中,在无刷DC电动机4的驱动速度比目标速度快的情况下(S41的是),断开时刻控制部10判断能否将开关元件的断开时刻提前(S42)。这时,PWM控制部11中的导通时间时比率保持为100%。在能够提前断开时刻的情况下(S42的是),提前开关元件的断开时刻(S43)。由此,以使向定子绕组的电力供给区间减少、无刷DC电动机4的驱动速度降低的方式进行速度控制。在不能提前断开时刻的情况下(S42的否),由PWM控制部11进行PWM控制(S44)。

[0128] 此外,在本实施方式中,能否提前开关元件的断开时刻的判定如以下所述进行。

[0129] 在开关元件的断开时刻紧接着零交叉点的位置检测之后的情况下,判断为不能再提前断开时刻。

[0130] 在本实施方式中,由于设提前角为0度,所以向各定子绕组的电力供给区间的最小值为电角度90度。

[0131] 在判断为无刷DC电动机4的驱动速度比目标速度慢的情况下(S45的是),判断开关元件的断开时刻是否在从紧接零交叉点的位置检测之后至电角度30度的经过时之间(S46)。

[0132] 在开关元件的断开时刻在比电角度30度的经过时靠前的情况下(S46的是),使开关元件的断开时刻推迟(S47)。由此,向无刷DC电动机4的定子绕组的电力供给区间增加,以无刷DC电动机4的驱动速度增加的方式进行速度控制。

[0133] 另一方面,断开开关元件的断开时刻在电角度30度的经过时以后的情况下(S46的否),如果再推迟开关元件的断开时刻,则施加电压相位相对于感应电压变成延迟相位,存

在发生电动机转矩的降低和与此相伴的失调等的可能性。因此,提前开关元件的导通时刻(S48)。由此,以增加向定子绕组的电力供给区间、提高无刷DC电动机4的驱动速度的方式进行速度控制。

[0134] 在本实施方式中,提前开关元件的导通时刻的范围的上限设为紧接着零交叉点的位置检测之后。开关元件的断开时刻在紧接着零交叉点的位置检测之后时的、向定子绕组的电力供给区间的最大值为电角度150度。这时,在无刷DC电动机4中流通的电流相对于电角度120度的情况下的电流增加大约17%。因此,无刷DC电动机4的输出范围也被扩张。

[0135] 此外,在无刷DC电动机4的驱动速度与目标速度相等的情况下(S45的否),流程结束。

[0136] 另外,在本实施方式中,如上所述将提前角设为0度。因此,在通电角为电角度120度的情况下,开关元件的断开时刻与导通时刻在零交叉点的位置检测后、电角度30度的经过时一致。

[0137] 这里,电动机驱动装置30优选包括IPM电动机(Interior Permanent Magnet Motor:内置永磁电动机),能够最适当地驱动各种电动机。例如,在IPM电动机的定子的内部,埋入有永磁铁。因此,为了实现IPM电动机的最适当的驱动,需要设置最佳的提前角。

[0138] 在本实施方式中,开关元件的断开时刻调节的范围和导通时刻调节的范围如以下所述来设定。

[0139] 即,开关元件的断开时刻是在从紧接着零交叉点的位置检测之后至“(电角度30度)-(提前角)”的经过时的范围。

[0140] 另外,开关元件的导通时刻是在零交叉点的位置检测之后、“(电角度30度)-(提前角)”的经过时。

[0141] 因此,例如提前角为10度的情况下,开关元件的断开时刻在从紧接着零交叉点的位置检测之后至电角度20度的经过时的范围中被调节,导通时刻被调节为零交叉点的位置检测后、电角度20度的经过时。另外,使从零交叉点的位置检测时至断开时刻的电角度、和从零交叉点的位置检测时至导通时刻的电角度之和成为60度以下。并且,断开时刻在从导通时刻至电角度0度与30度的经过时之间的任意的范围中被调节。由此,提前角、导通时刻和断开时刻能够在从紧接着零交叉点的位置检测之后至电角度30度的经过时的范围中自由地设定。

[0142] 此外,施加了提前角时的各开关元件的导通区间(通电角)在从“(电角度90度)+(提前角)”至电角度120度的范围中被调节。

[0143] 此外,在无刷DC电动机4以高速且高负荷被驱动的情况下,开关元件的导通时刻和断开时刻可以如以下所述进行调节。

[0144] 即,开关元件的断开时刻在紧接着零交叉点的位置检测后、“(电角度30度)-(提前角)”的经过时被调节。另外,开关元件的导通时刻在从紧接着零交叉点的位置检测之后至“电角度30度-提前角”的经过时的范围中被调节。由此,各开关元件的导通区间能够在从电角度120至“(电角度150度)-(提前角)”的范围内进行调节。

[0145] 如以上所述,通过调节开关元件的导通时刻和断开时刻,能够在从电角度90度至150度的范围(提前角0度的情况)中进行向无刷DC电动机4的电力供给区间的调节。因此,本实施方式的电动机驱动装置30能够在从低速且低负荷的状态至高速且高负荷的状态的广

泛的范围中,驱动无刷DC电动机4。

[0146] 接着,关于本实施方式的无刷DC电动机的端子电压使用图7A~图7D进行说明。

[0147] 图7A和图7B分别表示图2A中的区间C1和区间F1的端子电压。图7C和图7D分别表示图2B中的区间C3和区间F2的端子电压。

[0148] 如图7A和图7B所示,图2A所示的被PWM控制的情况下的波形中,叠加有高频的PWM载波频率成分(周期 f)。

[0149] 另外,如图7A所示,在区间C1中,在PWM控制成为导通的瞬间,也叠加由于定子绕组或者寄生电容等的影响产生的振铃噪声成分。

[0150] 在区间C1中,比较无刷DC电动机4的端子电压 V_u 与逆变器输入电压 V_{dc} 的 $1/2$,其大小关系反转的点作为无刷DC电动机4的感应电压的零交叉点(P点)被检测。

[0151] 但是,如图7A所示,由于在端子电压 V_u 叠加有振铃噪声成分, P_x 点被误检测为零交叉点。当像这样进行了错误的位置检测时,就引起无刷DC电动机4的驱动速度的脉动、设备的振动和噪声的增大、以及驱动效率的降低等。

[0152] 另一方面,如图7C所示,在PWM控制的导通时间时比率为100%的情况下,在端子电压 V_u 显现感应电压波形。因此,能够准确地检测零交叉点(P点)的位置。因此,能够实现低噪声、低振动且低损失的、稳定的无刷DC电动机4的驱动。

[0153] 另外,如图7B所示,在区间F1中,发生伴随着基于PWM控制产生的高频的开关元件的导通和断开的开关损失。另一方面,如图7D所示,在导通时间时比率为100%进行驱动的情况下,由于不进行开关元件的开关动作,所以不发生开关损失。因此,电动机驱动装置30的电路损失降低,能够实现电动机驱动装置30的高效率化。

[0154] 图8A是表示实施了PWM控制的情况下的无刷DC电动机的相电流波形的图。图8B是表示导通时间时比率为100%的情况下的无刷DC电动机的相电流波形的图。

[0155] 图8A是表示在电角度120度的通电的情况下的波形。如图8A所示,在实施了PWM控制的情况下的相电流波形,叠加有伴随着基于PWM控制的开关元件的导通和断开的高频电流成分。该高频电流成分成为电动机铁损的原因。

[0156] 另一方面,如图8B所示,PWM控制的导通时间时比率为100%的状态下驱动无刷DC电动机4时,不产生高频电流成分。因此,电动机驱动装置30的电动机损失降低,能够实现电动机驱动装置的高效率化。

[0157] [6. 使用电动机驱动装置的冷藏库]

[0158] 对使用了由如上所述构成的电动机驱动装置30驱动的压缩机17的制冷循环装置进行说明。这里,作为制冷循环装置的一例,对冷藏库进行说明。

[0159] 近年来,在冷藏库中采用真空隔热材料等,冷藏库的隔热性能提高,从冷藏库的外部侵入的热非常少。因此,除去伴随着进行家务事频繁地进行门的开闭的早晚的时间带以外,在一天的大部分的时间带中,冷藏库内处于稳定的冷却状态。这时,压缩机17以冷冻能力低的、低速且低负荷的状态被驱动。因此,为了削减冷藏库的消耗电力,提高压缩机17中包含的无刷DC电动机4以低速且低负荷被驱动时的效率是非常有效的。

[0160] 在本实施方式中,在无刷DC电动机4以低速且低负荷驱动的状态下,不进行基于PWM控制产生的、高频的开关元件的导通和断开的开关动作。反而,无刷DC电动机4以PWM控制的导通时间时比率成为100%的方式调节开关元件的导通时刻或者断开时刻,来控制驱

动速度。由此,能够避免基于PWM控制产生的逆变电路3的开关损失的发生,逆变电路3的电路效率大幅地提高。

[0161] 在本实施方式中,作为逆变电路3的开关元件使用了MOSFET。MOSFET在导通时的输出电流的路径中不具有PN结。因此,特别是MOSFET的在低电流输出时的导通时的损失与IGBT等的其它功率器件的该损失相比是非常低的。

[0162] 如上所述,冷藏库在一天的大部分的时间带中,以低速且低负荷的状态被驱动,在无刷DC电动机4中流通的电流小。因此,本发明的电动机驱动装置30,如上所述在用于冷藏库的压缩机17的情况下,作为逆变电路3的开关元件使用MOSFET,由此能够有效地削减冷藏库的消耗电力。

[0163] 另外,PWM控制的导通时间比率设定为100%,使基于PWM控制的导通和断开的开关动作不进行,由此能够避免在无刷DC电动机4的定子绕组中流通的相电流叠加高频电流成分。由此,能够大幅降低电动机铁损,能够实现电动机效率的提高。

[0164] 另外,在PWM控制中,通常以从1kHz至20kHz左右的PWM频率进行开关元件的开关动作,产生该开关动作的频率成分引起的噪声。冷藏库由于是不分昼夜地在一整天中进行运转,因此提高冷藏库的静音性能是非常重要的。本实施方式的电动机驱动装置30,由于导通时间时比率设定为100%,因此因PWM控制引起的噪声的发生能够避免,由此能够提高冷藏库的静音性能。

[0165] 另外,冷藏库在压缩机17暂时停止了的情况下,为了确保压缩机17的机械部的可靠性,需要使再起动延迟直至低压侧与高压侧的压力差平衡为止。本实施方式的电动机驱动装置30,在逆变电路3的输入电压急剧上升时,也能够抑制无刷DC电动机4的输入电压的变动,并且继续进行稳定的无刷DC电动机4的驱动。因此,没有压缩机17的停止导致的冷藏库内的温度上升,能够保持稳定的冷却状态。

[0166] 另外,伴随着冷藏库的负荷增大,进行使压缩机17高速驱动来提高冷冻能力的运转的情况下,也能够避免压缩机17的停止导致的冷藏库内的冷却的损失,并且将无刷DC电动机的输入电压向倍电压切换。

[0167] 工业上的可利用性

[0168] 如以上所述,本发明的电动机驱动装置,能够降低电路损失实现无刷DC电动机的效率的提高,并且能够提高可靠性。另外,能够实现无刷DC电动机的驱动噪声和设备的振动的降低。因此,能够在冷藏库、空调机、洗衣机、泵、电风扇、电扇和电动吸尘器等的使用无刷DC电动机的各种设备中适用。

[0169] 附图标记说明

[0170] 1 交流电源

[0171] 2 变换器电路

[0172] 2a 整流电路

[0173] 2b 平滑电路

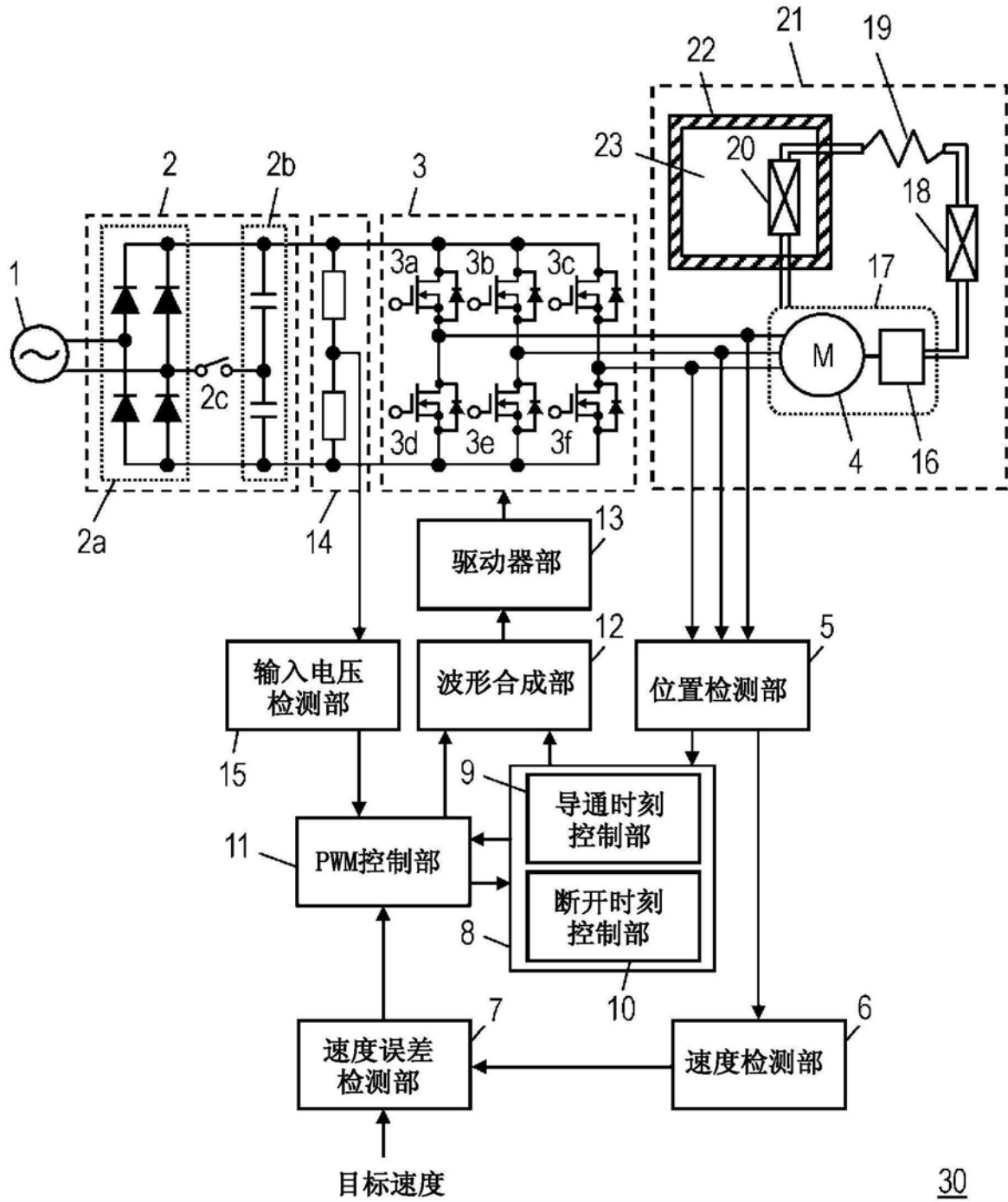
[0174] 2c 开关(切换部)

[0175] 3 逆变电路

[0176] 3a、3b、3c、3d、3e、3f 开关元件

[0177] 4 无刷DC电动机

- [0178] 5 位置检测部
- [0179] 6 速度检测部
- [0180] 7 速度误差检测部
- [0181] 8 通电相控制部
- [0182] 11 PWM控制部
- [0183] 16 压缩构件
- [0184] 17 压缩机
- [0185] 18 冷凝器
- [0186] 19 减压器
- [0187] 20 蒸发器
- [0188] 21 冷藏库
- [0189] 22 隔热壁
- [0190] 23 食品贮藏室
- [0191] 30 电动机驱动装置。



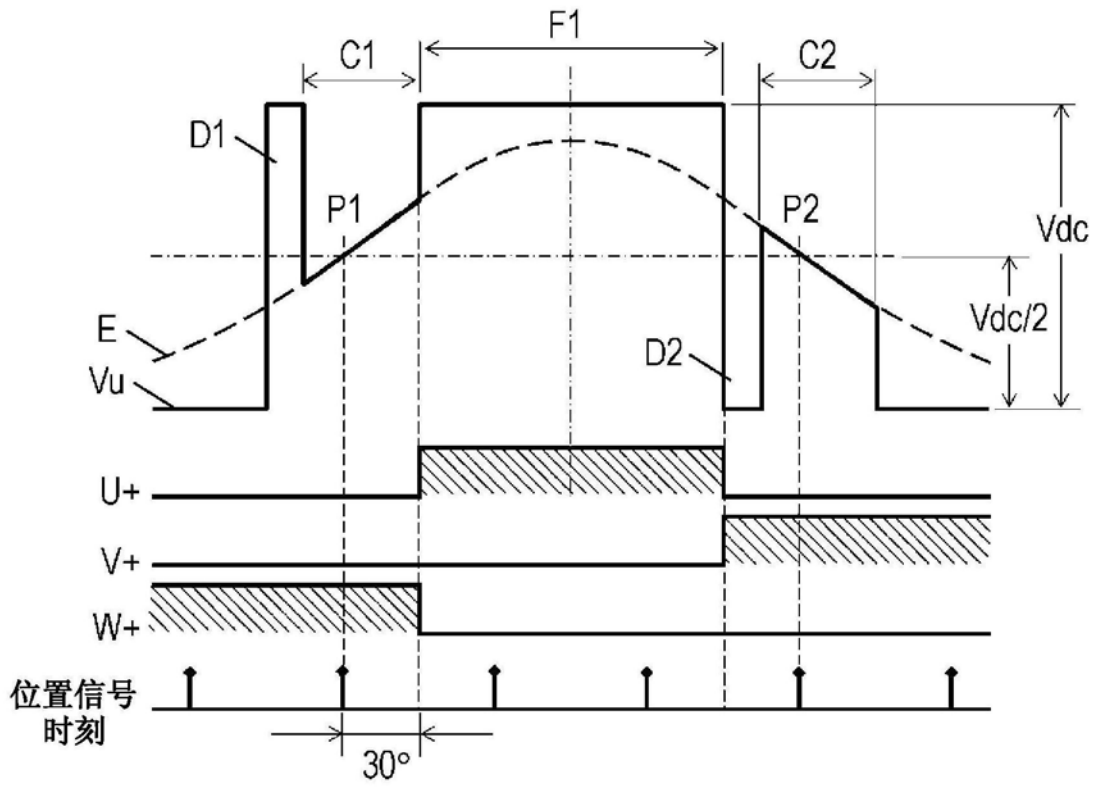


图2A

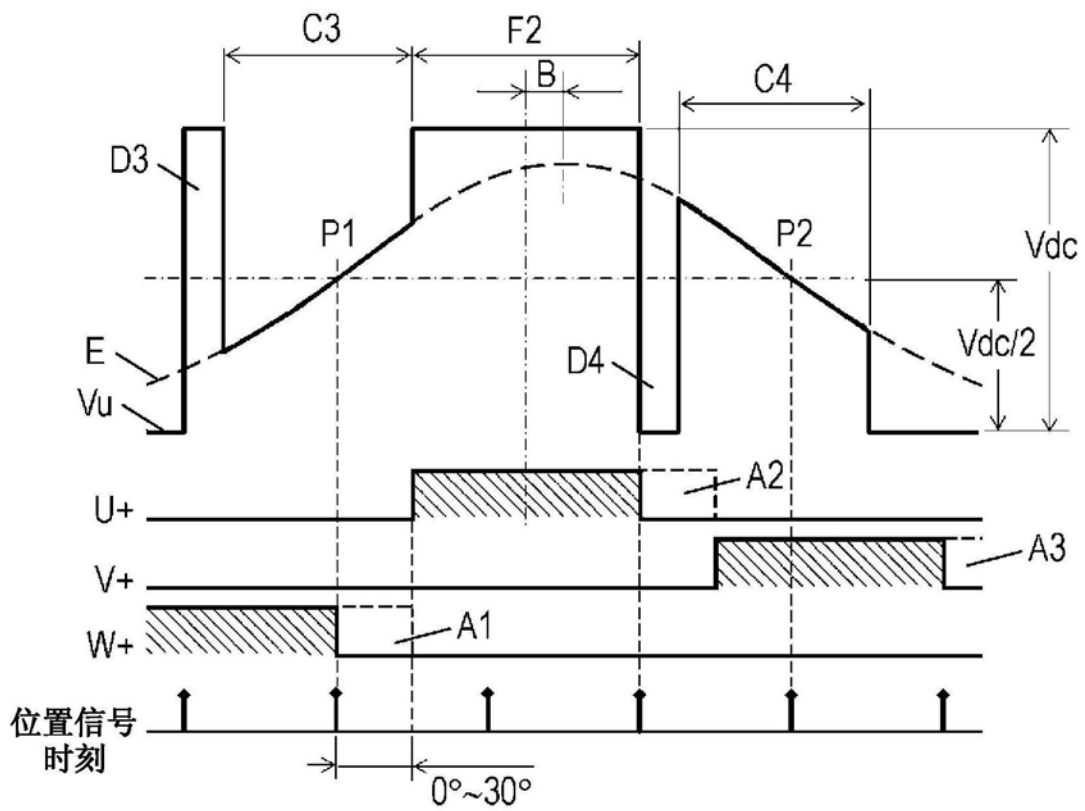


图2B

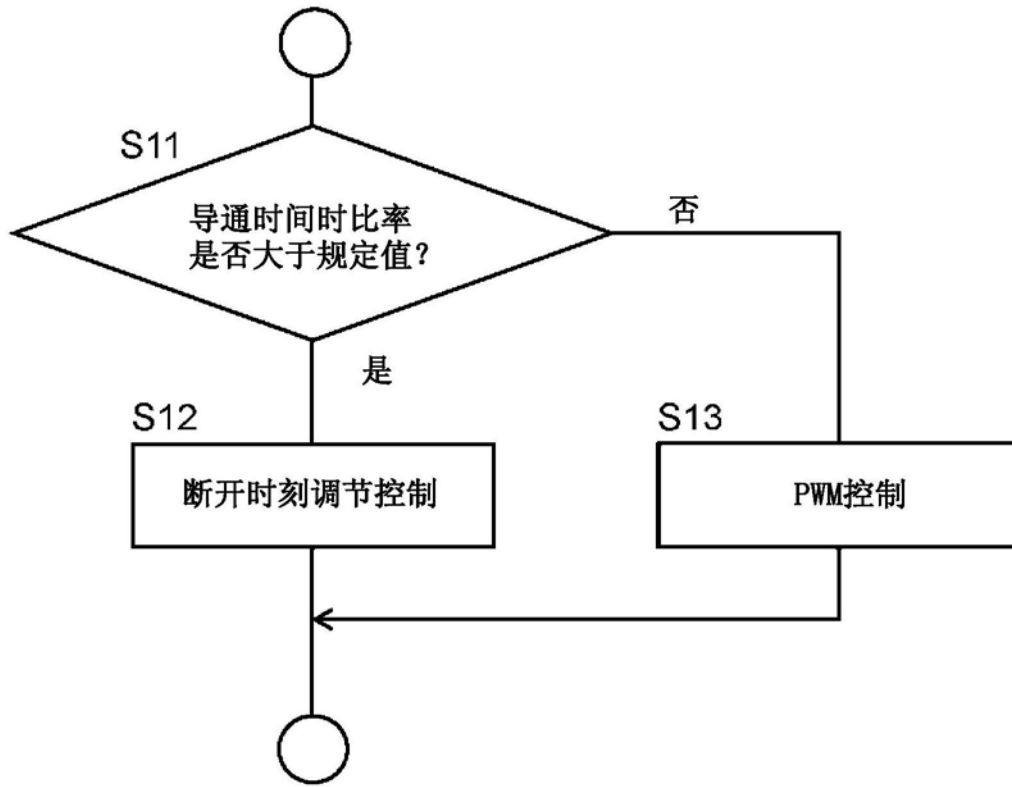


图3

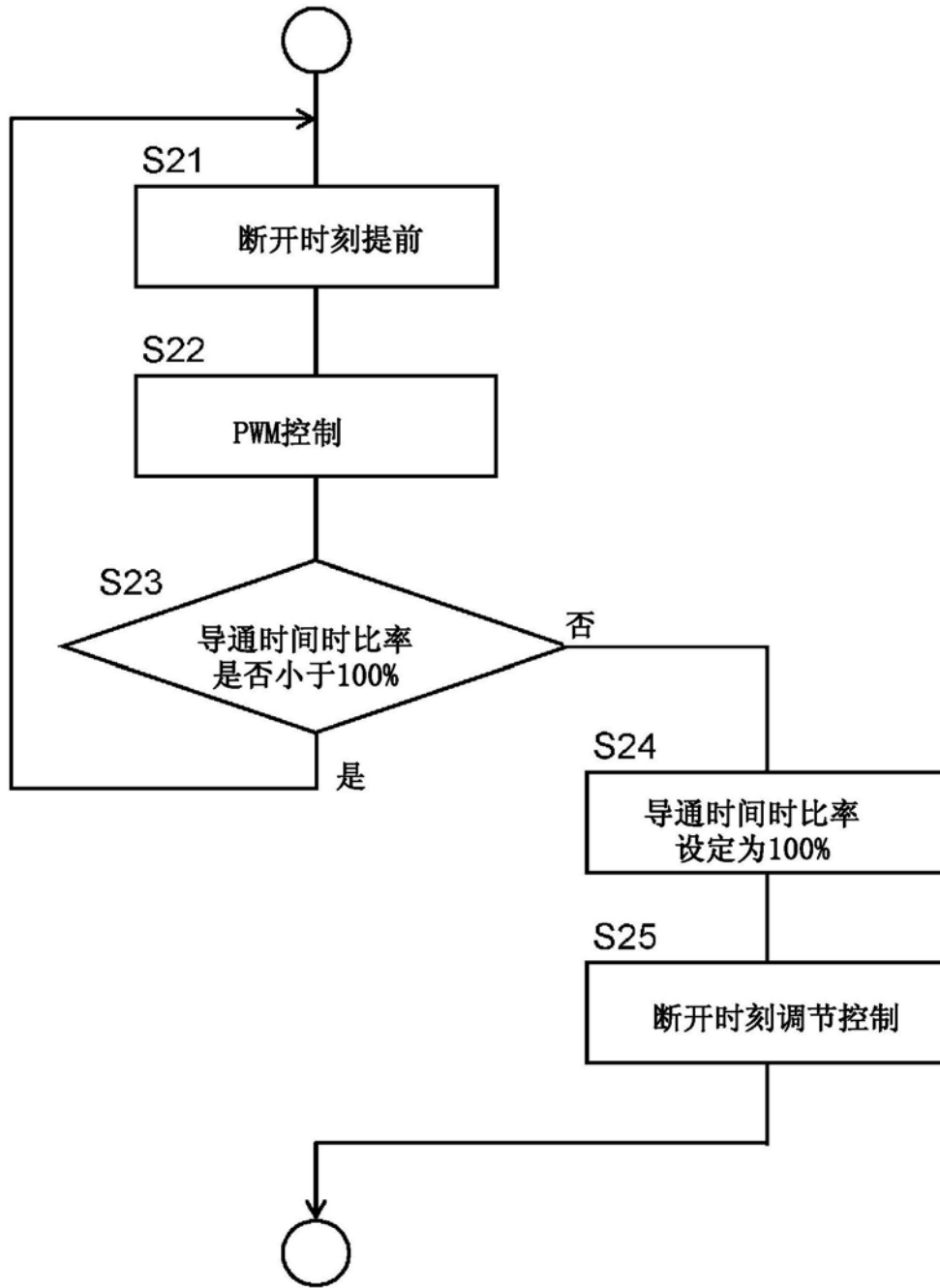


图4

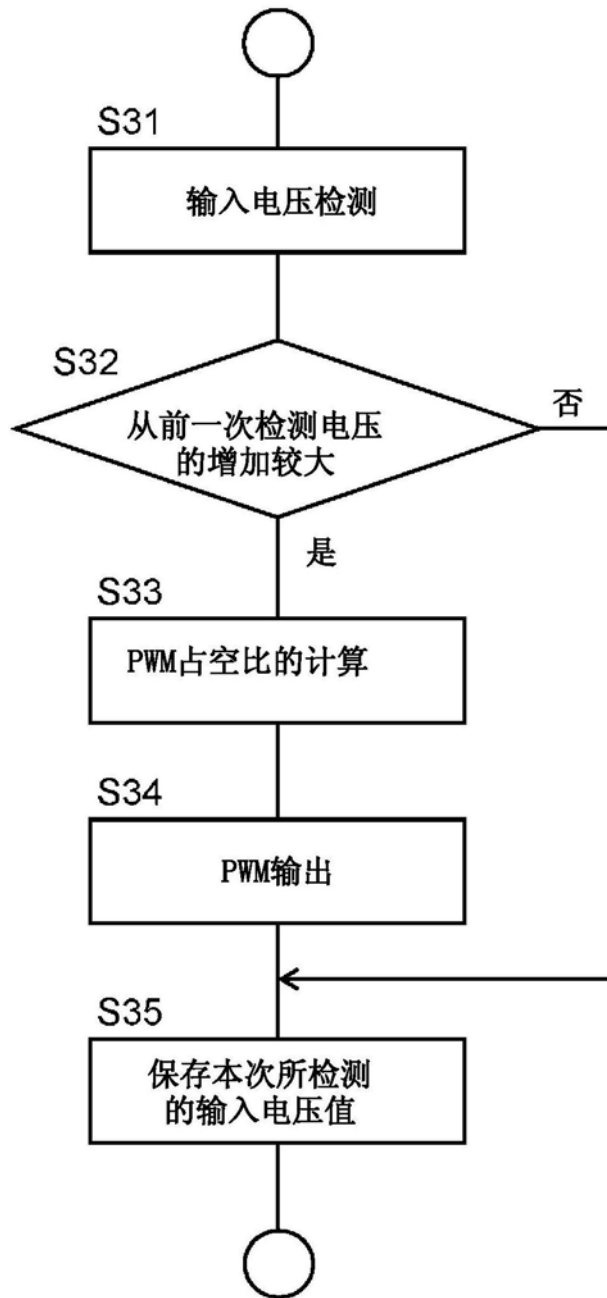


图5

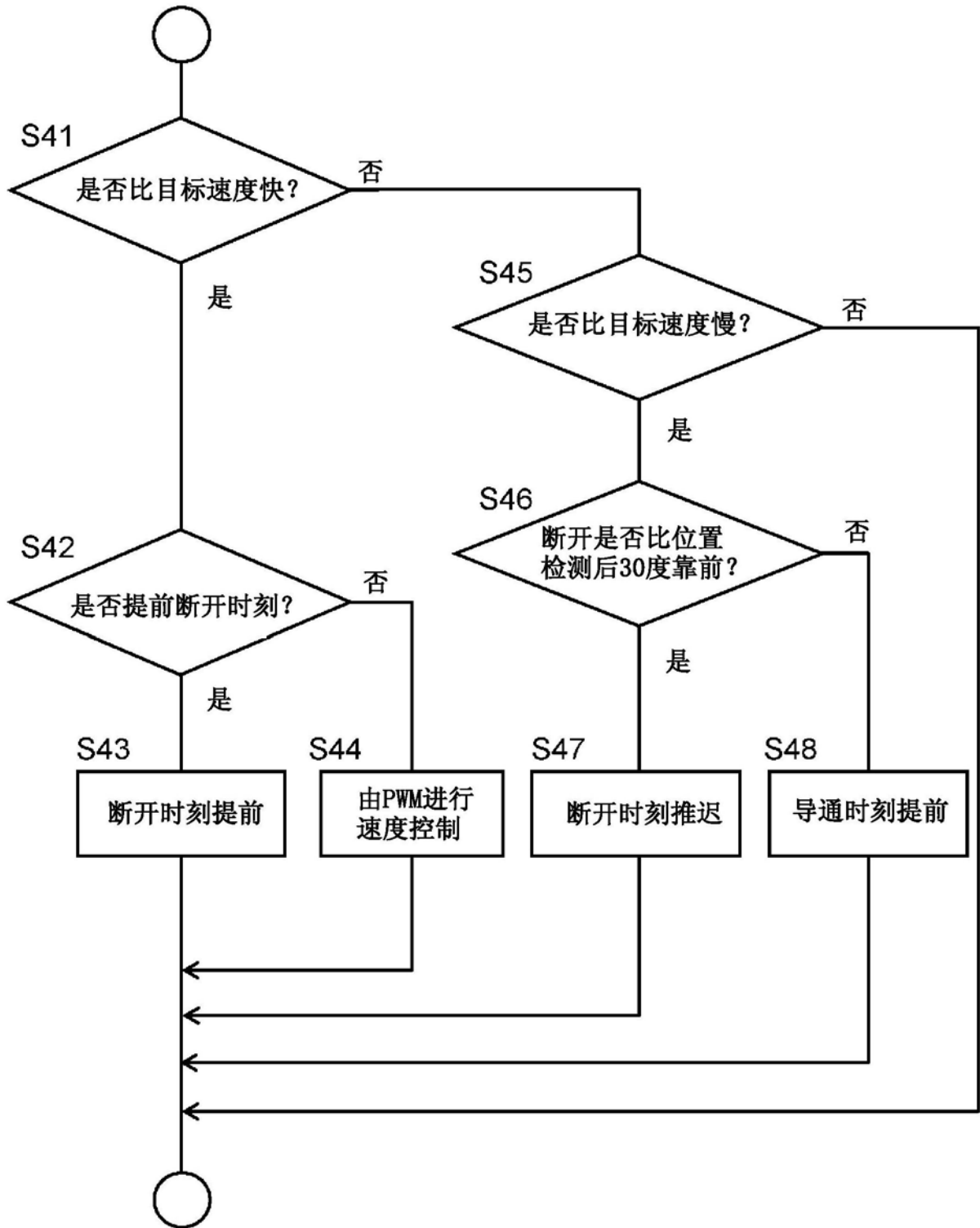


图6

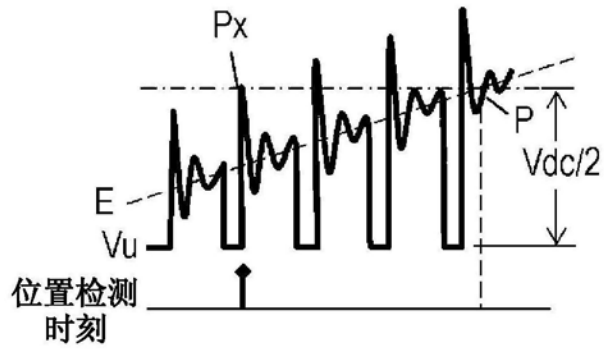


图7A

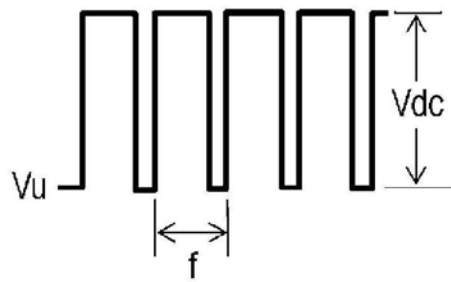


图7B

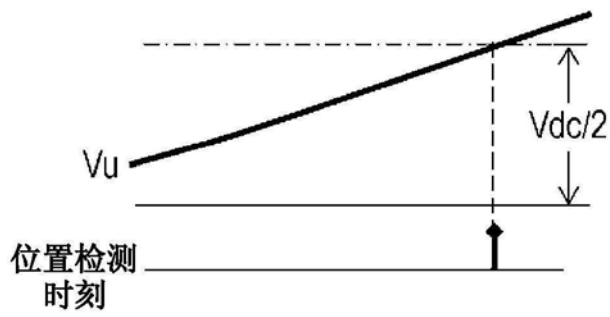


图7C

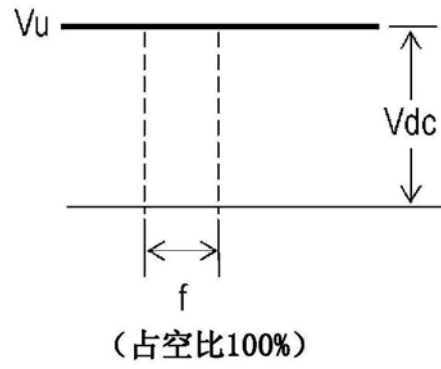


图7D

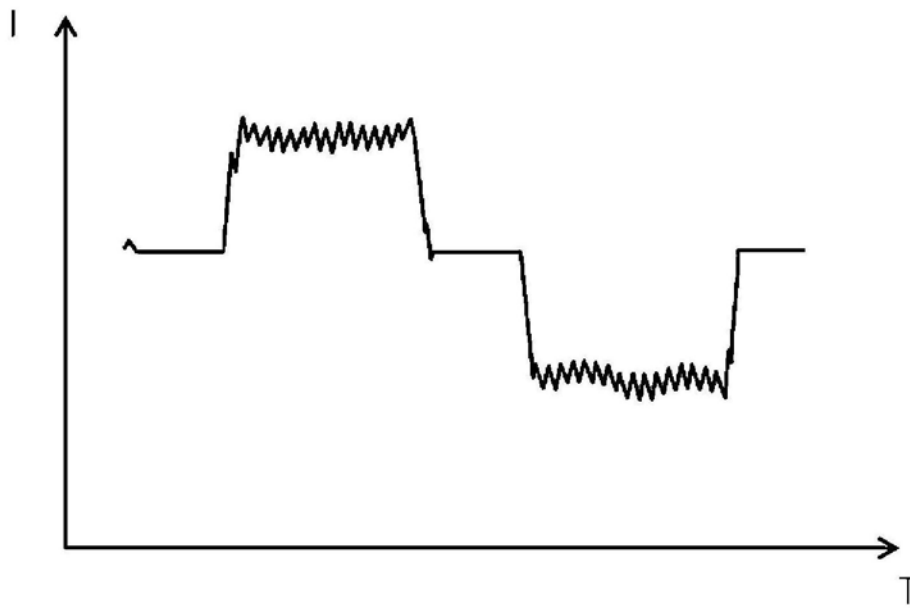


图8A

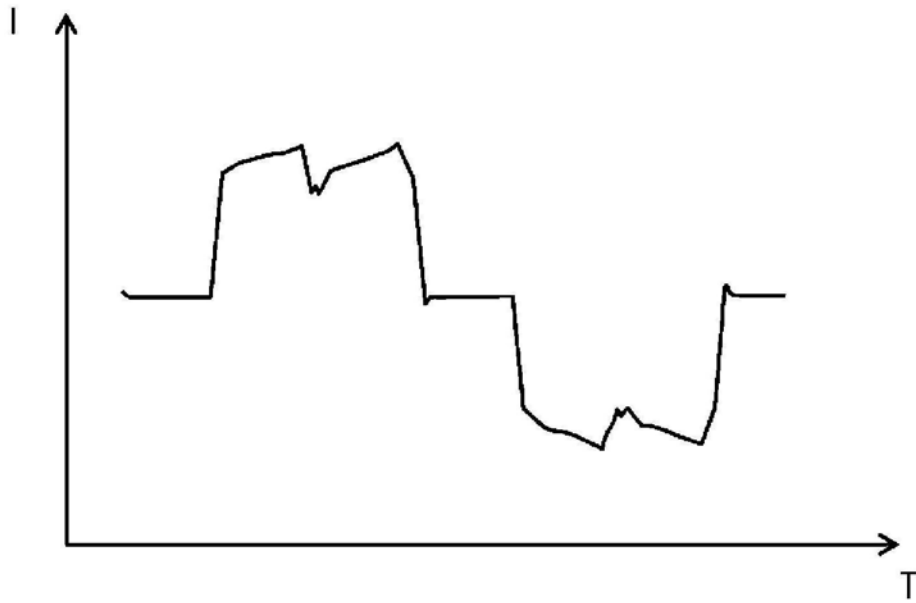


图8B

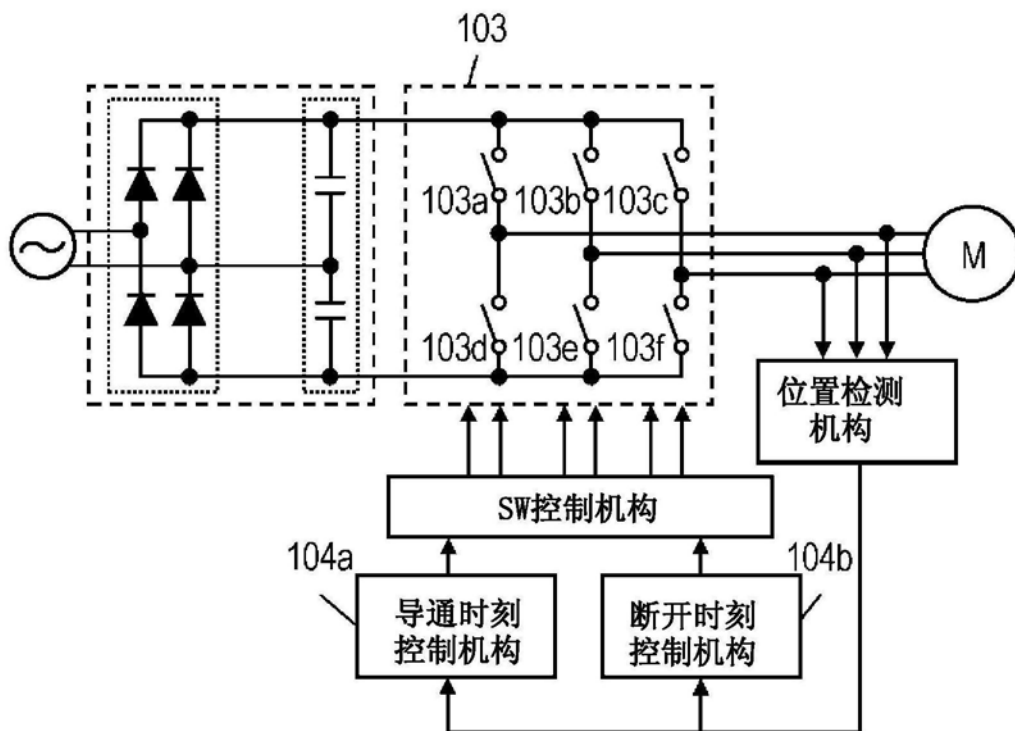


图9

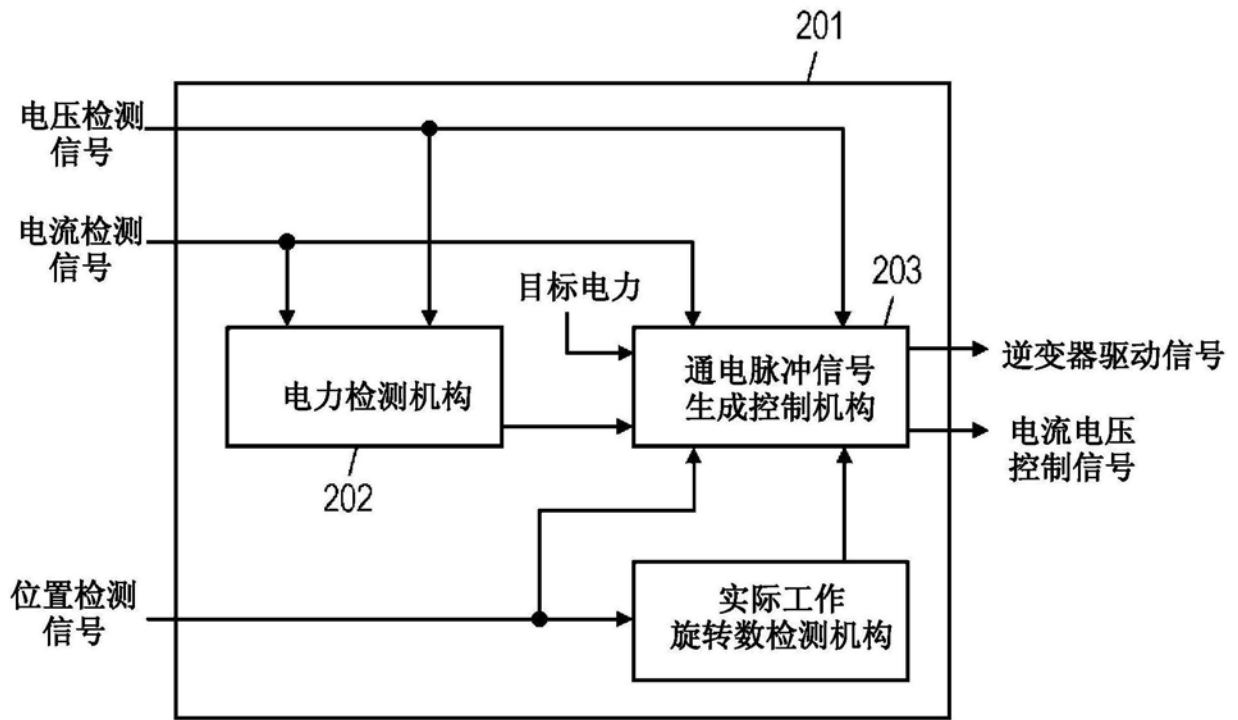


图10