



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105684296 B

(45)授权公告日 2018.01.02

(21)申请号 201480059231.8

(22)申请日 2014.11.26

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105684296 A

(43)申请公布日 2016.06.15

(30)优先权数据

2013-254968 2013.12.10 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2016.04.28

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2014/005902 2014.11.26

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/087503 JA 2015.06.18

(73)专利权人 株式会社电装

地址 日本爱知县

(72)发明人 西山康晴

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 高迪

(51)Int.Cl.

H02P 6/10(2006.01)

H02P 6/182(2016.01)

(56)对比文件

CN 102177650 A, 2011.09.07,

JP 2013198299 A, 2013.09.30,

WO 2011024339 A1, 2011.03.03,

US 2009261775 A1, 2009.10.22,

CN 1515068 A, 2004.07.21,

US 6362586 B1, 2002.03.26,

US 2006132075 A1, 2006.06.22,

审查员 贺晓燕

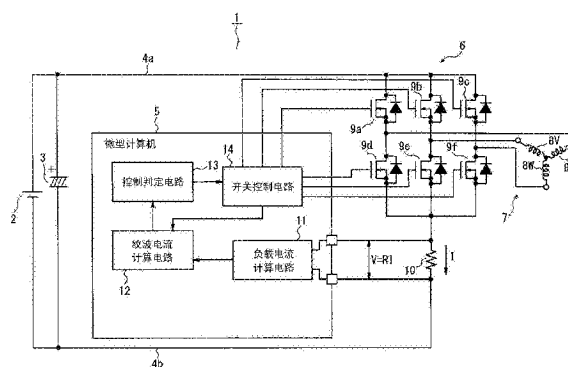
权利要求书3页 说明书8页 附图12页

(54)发明名称

电动机控制装置以及电动机控制方法

(57)摘要

一种电动机控制装置,通过无位置传感器方式经由逆变电路(6)对无刷直流电动机(7)进行PWM控制,具备纹波电流推定装置(12)以及控制装置(13、14)。在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,控制装置进行使逆变电路的第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通并且使逆变电路的第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通的平衡驱动开关。在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,控制装置进行使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通并且使第二输出端子只与所述低压侧导通的非平衡驱动开关。



1. 一种电动机控制装置,通过无位置传感器方式经由逆变电路(6)对无刷直流电动机(7)进行PWM控制即脉宽调制控制,具备:

纹波电流推定装置(12),针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小;以及

控制装置(13、14),

所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子和第二输出端子,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,控制装置进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,

在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,控制装置进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通。

2. 如权利要求1所述的电动机控制装置,

所述控制装置在向所述逆变电路的通电模式发生切换的时刻,同步地进行所述平衡驱动开关与所述非平衡驱动开关的切换。

3. 如权利要求1或2所述的电动机控制装置,

所述电动机控制装置具备电流检测装置(10),该电流检测装置(10)检测流经驱动电源供给线的电流,

所述纹波电流推定装置基于由所述电流检测装置检测的电流,推定所述纹波电流的大小。

4. 如权利要求3所述的电动机控制装置,

在将所述电流检测装置所检测出的电流设为 I ,将所述PWM控制的占空比设为 $Duty$,且将所述纹波电流的大小设为 I_r 时,

所述纹波电流推定装置通过下式推定所述纹波电流的大小:

$$I_r = I \times \{Duty \times (1-Duty)\}^{1/2}。$$

5. 如权利要求3所述的电动机控制装置,

所述纹波电流推定装置还具备温度推定装置(25,35),该温度推定装置(25,35)推定被连接在所述驱动电源供给线间的平滑电容器的内部温度,

纹波电流推定装置基于所述推定的温度以及所述电流检测装置所检测出的电流,推定所述纹波电流的大小。

6. 如权利要求5所述的电动机控制装置,

所述温度推定装置(25)利用二极管(22)检测所述平滑电容器(3)的温度,基于该检测的温度推定所述平滑电容器的内部温度。

7. 如权利要求5所述的电动机控制装置,

所述温度推定装置(35)利用热敏电阻(32)检测所述平滑电容器的温度,基于该检测的温度推定所述平滑电容器的内部温度。

8. 一种电动机控制装置,通过无位置传感器方式经由逆变电路(6)对无刷直流电动机(7)进行PWM控制即脉宽调制控制,具备:

纹波电流推定装置(12),针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电

流的大小;以及

控制装置(13、14),

所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子和第二输出端子,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,控制装置只在包含所述无刷直流电动机的定子绕组所产生的感应电压跨越过零点地变化的时刻在内的前后的规定期间进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,在所述规定期间以外的期间,控制装置进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通,

在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,控制装置在全部期间中进行所述非平衡驱动开关。

9. 一种电动机控制方法,通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷直流电动机进行PWM控制即脉宽调制控制,包括:

针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小,

所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子和第二输出端子,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,

在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通。

10. 如权利要求9所述的电动机控制方法,

在向所述逆变电路的通电模式发生切换的时刻,同步地进行所述平衡驱动开关与所述非平衡驱动开关的切换。

11. 如权利要求9或10所述的电动机控制方法,

纹波电流的大小的推定包括:检测流经驱动电源供给线的电流,基于所述检测的电流推定所述纹波电流的大小。

12. 如权利要求11所述的电动机控制方法,

在将所述检测的电流设为 I ,将所述PWM控制的占空比设为Duty,且将所述纹波电流的大小设为 I_r 时,在纹波电流的大小的推定中通过下式推定所述纹波电流的大小:

$$I_r = I \times \{ \text{Duty} \times (1 - \text{Duty}) \}^{1/2}.$$

13. 如权利要求11所述的电动机控制方法,

纹波电流的大小的推定包括:推定被连接在所述驱动电源供给线间的平滑电容器的内部温度,基于所述推定的温度以及所述检测的电流推定所述纹波电流的大小。

14. 如权利要求13所述的电动机控制方法,

平滑电容器的内部温度的推定包括:利用二极管检测所述平滑电容器的温度,基于该检测的温度推定所述平滑电容器的内部温度。

15. 如权利要求13所述的电动机控制方法,

平滑电容器的内部温度的推定包括:利用热敏电阻检测所述平滑电容器的温度,基于该检测的温度推定所述平滑电容器的内部温度。

16. 一种电动机控制方法,通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷直流电动机进行PWM控制即脉宽调制控制,

针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小,

所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子和第二输出端子,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,只在包含所述无刷直流电动机的定子绕组所产生的感应电压跨越过零点地变化的时刻在内的前后的规定期间进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,

在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,在所述规定期间以外的期间进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通,

在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,在全部期间中进行所述非平衡驱动开关。

电动机控制装置以及电动机控制方法

[0001] 相关申请的交叉参照

[0002] 本申请是基于在2013年12月10日申请的日本申请号2013-254968而提出的,在此援引其所述内容。

技术领域

[0003] 本申请涉及一种通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷DC(直流)电动机进行PWM控制的电动机控制装置以及电动机控制方法。

背景技术

[0004] 在对无刷DC电动机进行PWM(Pulse Width Modulation:脉宽调制)控制,并且通过无位置传感器方式进行驱动时,在PWM信号的占空比变小的控制区域中,设想到伴随开关而产生的振铃(ringing)的期间变得长于PWM信号的脉宽。于是,存在无法准确检测转子的旋转角度的可能性。

[0005] 例如,在专利文献1中,公开了如下技术:为了抑制中性点电位的变动来降低共模噪声,将逆变电路中的位于通电相的上下臂的开关元件控制为不同时导通断开(称为“平衡驱动开关”)。根据该技术,在尚未进行开关的期间的绕组的端子电压中,只出现感应电压。因此,即使在PWM信号的占空比变小的控制区域,也能够稳定地检测转子的旋转角度。

[0006] 可是,若采用平衡驱动开关,另一方面,在电动机高速旋转的区域中,纹波电流增大。为了抑制纹波电流需要增加平滑用的电解电容器的电容,存在导致电路尺寸增大的问题。

[0007] 在先技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献1:日本特许第4513863号公报

发明内容

[0010] 本申请的目的在于,提供一种电动机控制装置以及电动机控制方法,能够不使纹波电流增加,而通过无位置传感器方式稳定地检测转子的旋转位置。

[0011] 在本申请的第一方式中,电动机控制装置通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷DC(直流)电动机进行PWM控制,具备:纹波电流推定装置,针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小;以及控制装置。所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子与第二输出端子。在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,控制装置进行平衡驱动开关(switching),该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通。在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,控制装置进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通。

[0012] 通过如此地构成,在电动机的旋转速度低且纹波电流小的状态下,通过进行平衡驱动开关能稳定地检测转子的旋转位置,并且能够抑制逆变电路中的开关噪声的产生。并且,若电动机的旋转速度上升,纹波电流以某种程度变大,则切换为进行非平衡驱动开关,所以能够抑制纹波电流的产生。因此,在电动机的负载小时能够提高位置检测性,并且在负载大时能够抑制纹波电流,因此无需使平滑电容器的电容增大,便能够小型化地构成包括逆变电路的装置。

[0013] 在本申请的第二方式中,电动机控制装置通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷DC电动机进行PWM控制,具备:纹波电流推定装置,针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小;以及控制装置。所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相相对应的第一输出端子与第二输出端子。在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,控制装置只在包含所述无刷DC电动机的定子绕组所产生的感应电压跨越过零点地变化的定时在内的前后的规定期间,进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通。在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,在所述规定期间以外的期间,控制装置进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通。在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,控制装置在全部期间中进行所述非平衡驱动开关。

[0014] 通过如此地构成,在电动机的旋转速度低且纹波电流小的状态下,通过进行平衡驱动开关能稳定地检测转子的旋转位置,并且能够抑制逆变电路中的开关噪声的产生。并且,若电动机的旋转速度上升,纹波电流以某种程度变大,则切换为进行非平衡驱动开关,所以能够抑制纹波电流的产生。因此,在电动机的负载小时能够提高位置检测性,并且在负载大时能够抑制纹波电流,因此无需使平滑电容器的电容增大,便能够小型化地构成包括逆变电路的装置。

[0015] 本申请的第三方式中,通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷DC电动机进行PWM控制的方法,针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小,所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相相对应的第一输出端子与第二输出端子,在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,进行使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通的非平衡驱动开关。

[0016] 通过如此地构成,在电动机的旋转速度低且纹波电流小的状态下,通过进行平衡驱动开关能稳定地检测转子的旋转位置,并且能够抑制逆变电路中的开关噪声的产生。并且,若电动机的旋转速度上升,纹波电流以某种程度变大,则切换为进行非平衡驱动开关,所以能够抑制纹波电流的产生。因此,在电动机的负载小时能够提高位置检测性,并且在负载大时能够抑制纹波电流,因此无需使平滑电容器的电容增大,便能够小型化地构成包括逆变电路的装置。

[0017] 本申请的第四方式中,通过无位置传感器方式经由逆变电路对无刷DC电动机进行

PWM控制的电动机控制方法,针对流经所述逆变电路的驱动电源供给线的电流推定纹波电流的大小,所述逆变电路具有与逆变电路的2个通电相对应的第一输出端子与第二输出端子,在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,只在包含所述无刷DC电动机的定子绕组所产生的感应电压跨越过零点地变化的定时在内的前后的规定期间,进行平衡驱动开关,该平衡驱动开关反复执行如下模式:使第一输出端子交替地与驱动电源的高压侧和低压侧导通,并且与第一输出端子相反地使第二输出端子交替地与所述低压侧和所述高压侧导通,在所述纹波电流的大小为阈值以下的情况下,在所述规定期间以外的期间,进行非平衡驱动开关,该非平衡驱动开关使第一输出端子交替地与所述高压侧和所述低压侧导通,并且使第二输出端子只与所述低压侧导通,

[0018] 在所述纹波电流的大小超过所述阈值的情况下,在全部期间中进行所述非平衡驱动开关。

[0019] 通过如此地构成,在电动机的旋转速度低且纹波电流小的状态下,通过进行平衡驱动开关能稳定地检测转子的旋转位置,并且能够抑制逆变电路中的开关噪声的产生。并且,若电动机的旋转速度上升,纹波电流以某种程度变大,则切换为进行非平衡驱动开关,所以能够抑制纹波电流的产生。因此,在电动机的负载小时能够提高位置检测性,并且在负载大时能够抑制纹波电流,因此无需使平滑电容器的电容增大,便能够小型化地构成包括逆变电路的装置。

附图说明

[0020] 本申请的上述目的以及其他目的、特征或优点通过一边参照附图一边进行下述的详细记述而变得更为明确。在附图中,

[0021] 图1为第1实施方式,为表示逆变装置的构成的功能框图,

[0022] 图2中图2(a)为表示平衡驱动开关的逆变电路的各元件的导通断开状态与电流路径的图,图2(b)为表示非平衡驱动开关的逆变电路的各元件的导通断开状态与电流路径的图,

[0023] 图3为以理论值与实测值表示平衡驱动开关的PWM占空比与纹波电流的关系的一例的图,

[0024] 图4为表示微机的控制内容以及所发生现象的时序的流程图,

[0025] 图5中图5(a)至图5(c)为说明纹波电流的计算公式的图,

[0026] 图6中图6(a)至图6(d)为表示各信号波形的定时图,

[0027] 图7为表示定子绕组的端子电压波形的控制切换定时的图,

[0028] 图8为示出了表示第2实施方式的逆变装置的构成的功能框图,

[0029] 图9为表示第2实施方式的微机的控制内容以及所发生现象的时序的流程图,

[0030] 图10为示出了表示第3实施方式的逆变装置的构成的功能框图,

[0031] 图11为表示第3实施方式的微机的控制内容以及所发生现象的时序的流程图,

[0032] 图12中图12(a)至图12(f)为示出了表示第4实施方式的各信号波形的定时图。

具体实施方式

[0033] (第1实施方式)

[0034] 如图1所示,逆变装置1构成为经由电源线4a、4b(驱动电源供给线)连接到直流电

源2(驱动电源)以及平滑电容器(电解电容器)3的并联电路,具备微型计算机(控制装置,以下称为“微机”)5以及逆变电路6。在逆变电路6的U、V、W各相输出端子,分别连接有一端共同连接的(星形连接)无刷DC电动机7(以下简称为“电动机”)的定子绕组8U、8V、8W。电动机7为例如搭载在车辆上吹风用的风扇电动机。

[0035] 逆变电路6构成为对6个N沟道MOSFET9a~9f(开关元件)进行3相桥接,在各N沟道MOSFET9的漏极—源极之间,连接有续流二极管(寄生二极管)。在电源线4b上插入有电阻元件10(电流检测装置),电阻元件10的两端分别连接到微机5的输入端子。

[0036] 微机5具备负载电流计算电路11、纹波电流计算电路12(纹波电流推定装置)、控制判定电路13(控制装置)、以及开关控制电路14(控制装置)。负载电流计算电路11内置A/D转换器,对电阻元件10的端子电压V进行A/D转换,并将该转换结果输出至纹波电流计算电路12。纹波电流计算电路12若基于从上述端子电压V得到的负载电流I(流经电阻元件10的电流)、以及由开关控制电路14赋予的PWM控制的占空比Duty计算负载电流I所包含的纹波电流,则将该纹波电流输出至控制判定电路13。

[0037] 控制判定电路13将输入的纹波电流与预定的阈值进行比较,根据该比较结果将切换信号输出至开关控制电路14。逆变装置1例如与专利文献1同样地,通过比较器(未图示)将电动机7的定子绕组8U、8V、8W的端子电压与虚拟中性点电压相比较,来检测感应电压的过零(zerocross)点。在开关控制电路14,输入有各相的比较器的输出信号,开关控制电路14基于这些输出信号生成表示各相的过零定时的相位信号(位置检测信号)。并且,基于这些相位信号,切换与逆变电路6的各N沟道MOSFET9对应的通电模式。

[0038] 此外,开关控制电路14若根据从外部输入的控制指令决定PWM控制的占空比,例如通过与三角波等载波的振幅电平进行比较来生成各相PWM信号,则经由未图示的驱动电路输出至N沟道MOSFET9a~9f的栅极。并且,开关控制电路14根据从控制判定电路13输入的切换信号,将利用PWM控制进行的开关模式切换至平衡驱动开关与非平衡驱动开关。

[0039] 平衡驱动开关如图2(a)所示,例如在从上臂侧的U相通电至下臂侧的V相时,只使N沟道MOSFET9a、9e一同导通。此时,电流流经直流电源2(+) $\rightarrow$ N沟道MOSFET9a $\rightarrow$ 绕组8U $\rightarrow$ 绕组8V $\rightarrow$ N沟道MOSFET9e $\rightarrow$ 直流电源2(-)这一路径。

[0040] 从该状态切换至只使N沟道MOSFET9b、9d一同导通的状态来进行开关。此时,电流流经绕组8U $\rightarrow$ 绕组8V $\rightarrow$ N沟道MOSFET9b $\rightarrow$ 平滑电容器3 $\rightarrow$ N沟道MOSFET9d $\rightarrow$ 绕组8U这一路径。即,导通的相以 $(U+, V-)\rightarrow(U-, V+)\rightarrow(U+, V-)\rightarrow(U-, V+)\rightarrow\cdots$ 交替地切换。此外,换言之,与逆变电路6的U相输出端子交替地连接至直流电源2的正侧端子、负侧端子相应地,V相输出端子交替地连接至负侧端子、正侧端子。

[0041] 另一方面,非平衡驱动开关如图2(b)所示,从只使N沟道MOSFET9a、9e一同导通的状态,切换至只使N沟道MOSFET9e导通的状态来进行开关。此时,电流流经绕组8U $\rightarrow$ 绕组8V $\rightarrow$ N沟道MOSFET9e $\rightarrow$ N沟道MOSFET9d的二极管 $\rightarrow$ 绕组8U这一路径,不会如平衡驱动开关那样流动在平滑电容器2侧再生的电流。即,导通的相以 $(U+, V-)\rightarrow(V-)\rightarrow(U+, V-)\rightarrow(V-)\rightarrow\cdots$ 这一方式交替地切换。此外,换言之,逆变电路6的U相输出端子交替地连接至直流电源2的正侧端子、负侧端子,V相输出端子只连接至负侧端子。

[0042] 如图3所示,若通过平衡驱动开关进行PWM控制,则在计算值中,在占空比80%左右处纹波电流到达峰值,随后,直到占空比100%为止向零减少,但在实测值中,只降低到4A

(实际值)左右。

[0043] 接着,说明本实施方式的作用。如图4所示,若电流流经电阻元件10(分流电阻),则在其两端产生电压V(S1)。另外,图4所示的流程图不仅包括处理步骤,还包括以时序发生的现象。微机4通过负载电流计算电路11读入端子电压V(分流电压)并进行A/D转换(S2),除以电阻元件10的电阻值R来计算负载电流I(S3)。计算的负载电流I输出至纹波电流计算电路12(S4),在平滑电容器3产生的纹波电流Ir(实际值)通过下式计算(S5)。

$$[0044] \quad I_r = I \times \sqrt{\{Duty \times (1 - Duty)\}} \dots\dots(1)$$

[0045] 另外,(1)式为如图5(a)至图5(c)所示,根据在降压型DC/DC变换器的模型中求出在输入侧的电容器Cin产生的纹波电流Icin_rms的实际值的式子而得。其中,将流经输入侧的线圈的电流的纹波忽略。

[0046] 计算的纹波电流Ir输出至控制判定电路13(S6)。控制判定电路13将纹波电流Ir与预定的阈值进行比较,若(纹波电流Ir) ≤ (阈值)则选择平衡驱动开关。另一方面,若(纹波电流Ir) > (阈值)则选择非平衡驱动开关(S7)。并且,若将与选择(判定)的开关方式相应的切换信号输出至开关控制电路14(S8),则开关控制电路14根据上述切换信号执行平衡驱动开关、非平衡驱动开关中的某一方(S9)。

[0047] 如图6(a)至图6(d)所示,若从进行平衡驱动开关的状态,纹波电流超过阈值(参照图6(d)),则在下一控制切换定时切换至非平衡驱动开关。如图7所示,以按电角度每60度到来的各相的相位信号的沿为基点,计数用于屏蔽N沟道MOSFET9的二极管中流过回流电流的期间的屏蔽期间,在经过该屏蔽期间后设定控制切换定时(关于这些定时的细节,参照第4实施方式)。

[0048] 如以上,根据本实施方式,微机5的纹波电流计算电路12针对流经逆变电路6的电源线4b的电流推定纹波电流Ir的大小。并且,若纹波电流Ir的大小为阈值以下,则开关控制电路14进行反复执行如下模式的平衡驱动开关:使逆变电路6的2个通电相即上侧通电相与下侧通电相所对应的输出端子的一方交替地导通至直流电源2的正侧端子(高压侧)与负侧端子(低压侧),并且使所述输出端子的另一方交替地导通至负侧端子与正侧端子。此外,若纹波电流Ir的大小超过阈值,则进行非平衡驱动开关:使所述输出端子的一方交替地导通至高压侧与低压侧,并且使所述输出端子的另一方只导通至负侧端子。

[0049] 通过如此地构成,在电动机7的旋转速度低且纹波电流Ir小的状态下,通过进行平衡驱动开关能稳定地检测转子的旋转位置,并且能够抑制逆变电路6的开关噪声的产生。并且,若电动机7的旋转速度上升,纹波电流Ir以某种程度变大,则切换为进行非平衡驱动开关,所以能够抑制纹波电流的产生。因此,在电动机7的负载小时能够提高位置检测性,并且在负载大时能够抑制纹波电流,因此无需使平滑电容器3的电容增大,便能够小型化地构成包括逆变电路6的装置。

[0050] 并且,开关控制电路14与向逆变电路6的通电模式发生切换的电角度每60度的定时,同步地进行使平衡驱动开关与非平衡驱动开关的切换,所以能够与通电模式的切换相应地顺畅进行开关方式的切换。

[0051] 此外,纹波电流计算电路12通过电阻元件10检测流经电源线4b的电流,基于该检测出的电流通过(1)式推定纹波电流Ir的大小。据此,通过考虑PWM控制的占空比Duty,能适当地推定纹波电流Ir。

[0052] (第2实施方式)

[0053] 以下,对与第1实施方式相同的部分赋予相同标记并省略说明,说明不同的部分。如图8所示,在第2实施方式的逆变装置21中,为了检测平滑电容器3的温度,而在平滑电容器3附近配置有串联连接多个二极管而得的二极管电路22(温度检测装置、纹波电流推定装置)。二极管电路22与配置在其阳极侧的电流源23串联地连接至电源与地之间。

[0054] 代替微机5的微机24具备二极管温度计算电路25(温度推定装置、纹波电流推定装置),二极管温度计算电路25读入二极管电路22的端子电压即作为多个二极管的正向电压的总和的电压 V_f 并进行A/D转换。并且,若基于该转换结果,将平滑电容器3的内部温度利用表示两者的相关的换算公式等求出,则输出至代替纹波电流计算电路12的纹波电流计算电路26(纹波电流推定装置)。纹波电流计算电路26基于负载电流 I 和电压 V_f 计算纹波电流,输出至控制判定电路13。

[0055] 接着,说明第2实施方式的作用。另外,在图9中,省略图4所示的步骤S1~S4,但这些处理与第1实施方式同样地执行。若平滑电容器3因纹波电流流入而发热(S11),则 V_f 由于该发热二极管电路22(D_i)的端子电压而变动(S12)。也就是说,与平滑电容器3的温度上升相应地,端子电压 V_f 下降。

[0056] 若微机24读入端子电压 V_f (S13),通过二极管温度计算电路25推定平滑电容器3的内部温度(S14),则将该推定的温度输出至纹波电流计算电路26(S15)。纹波电流计算电路26如上述,基于负载电流 I 与电压 V_f 计算纹波电流(S16),输出至控制判定电路13(S17)。以后与第1实施方式同样地执行步骤S7~S9。

[0057] 如以上,根据第2实施方式,若通过二极管电路22检测出平滑电容器3的温度,则二极管温度计算电路25基于该检测出的温度推定平滑电容器3的内部温度,纹波电流计算电路26基于推定的温度与负载电流 I 推定纹波电流的大小。据此,能够根据平滑电容器3的内部温度,妥当地推定纹波电流的大小。

[0058] 另外,用作温度检测装置的二极管不限于如二极管电路22那样地串联连接多个元件而成的部件,也可以只利用1个元件,但通过利用多个元件而得的二极管电路22,端子电压 V_f 的变化变大,因此温度的检测精度得以提高。

[0059] (第3实施方式)

[0060] 以下,说明与第2实施方式不同的部分。如图10所示,在第3实施方式的逆变装置31中,为了检测平滑电容器3的温度,而在平滑电容器3附近配置有热敏电阻32(温度检测装置、纹波电流推定装置)。热敏电阻32与电阻元件33串联地连接在电源与地之间。

[0061] 代替微机5的微机34具备代替二极管温度计算电路25的热敏电阻温度计算电路35(温度推定装置、纹波电流推定装置),热敏电阻温度计算电路35读入热敏电阻32的端子电压 V_t 并进行A/D转换。并且,若基于该转换结果,将平滑电容器3的内部温度利用表示两者的相关的换算公式等求出,则输出至纹波电流计算电路26。

[0062] 接着,说明第3实施方式的作用。如图11所示,若平滑电容器3发热(S11),则热敏电阻32的端子电压 V_t 因其发热而变动(S21)。也就是说,与平滑电容器3的温度上升相应地,端子电压 V_t 降低(在具有负的温度系数的情况下)。

[0063] 若微机34读入端子电压 V_t (S22),通过热敏电阻温度计算电路35推定平滑电容器3的内部温度(S23),则将该推定的温度输出至纹波电流计算电路26(S24)。以后与第2实施方

式同样地执行步骤S16' ~ S9 (其中,在步骤S16' 中利用S24的计算结果)。

[0064] 如以上,根据第3实施方式,若通过热敏电阻32检测出平滑电容器3的温度,则热敏电阻温度计算电路35基于该检测出的温度推定平滑电容器3的内部温度,纹波电流计算电路26基于推定的温度与负载电流I推定纹波电流的大小。据此,与第2实施方式同样地,能够根据平滑电容器3的内部温度,妥当地推定纹波电流的大小。

[0065] (第4实施方式)

[0066] 在第4实施方式中,在纹波电流 I_r 的大小为阈值以下的情况下,只将一部分的期间作为进行平衡驱动开关的期间。如图12(a)至图12(f)所示,例如基于U相的定子绕组8U的端子电压(图12(a)),由比较器输出比较信号 U_c (图12(b))。进行校正以除去该比较信号 U_c 所包含的回流电流期间来生成相位信号 U_n (图12(c))。并且,以各相的相位信号的上升沿/下降沿为基点,测量电角度60度的间隔的计时器、决定换向定时的计时器、设定回流电流期间的屏蔽期间的计时器等进行动作(图12(d))。

[0067] 据此,如图12(f)所示,生成并输出U相的通电信号,并且如图12(e)所示,设定在纹波电流 I_r 为阈值以下时的平衡驱动开关期间。也就是说,在第1实施方式中,只要纹波电流为阈值以下就在全部期间中进行平衡驱动开关。与之相对,在第4实施方式中,仅在过零点的前后的规定期间进行平衡驱动开关。

[0068] 具体而言,在图12(d)中,若点划线所示的屏蔽期间计数器从电角度60度期间的开始定时起开始倒数,其计数值变为零,则屏蔽期间结束并开始平衡驱动开关。并且,若在下一电角度60度期间的开始定时来到之后,例如参照屏蔽期间计数器的计数值而经过了规定时间,则结束平衡驱动开关。

[0069] 另外,图12(e)所示的平衡驱动开关的执行期间适用于V—W相之间的开关。此外,图12(e)所示的双向箭头表示“包括感应电压跨越过零点地变化的定时在内的前后的规定期间”的最大。即,从回流电流消失的定时起,直到开始该相的通电为止的定时为“规定期间的最大”。

[0070] 进行平衡驱动开关的目的之一是扩展过零点的可检测期间,所以只要将进行平衡驱动开关的期间设为在过零点的前后的规定期间,便能够达到上述目的。并且,若纹波电流超过阈值,则如上述以进行平衡驱动开关的期间也切换为进行非平衡驱动开关,所以该情况下与第1实施方式相同。

[0071] 如以上,根据第4实施方式,开关控制电路12只在包括电动机7的定子绕组8所产生的感应电压跨越过零点变化的定时在内的前后的规定期间,进行在纹波电流 I_r 为阈值以下时所进行的平衡驱动开关,之外的期间进行非平衡驱动开关。并且,若纹波电流 I_r 的大小超过阈值,则切换为在全部期间中进行非平衡驱动开关方式。据此,能够尽量缩短在纹波电流 I_r 小时进行平衡驱动开关的期间,确保过零点的可检测期间,并且缩短纹波电流增加的期间。

[0072] 本申请不限于上述的或附图所记载的实施方式,能够进行如以下的那样的变形或扩展。

[0073] 例如在图2(b)所示的平衡驱动开关中,也可以在电流流经N沟道MOSFET9d的寄生二极管的期间使N沟道MOSFET9d导通。据此,能够抑制在寄生二极管中产生的损失。

[0074] 电流检测装置也可以利用电流变换器。此外,也可以在电源线4a侧检测电流。

[0075] 切换平衡驱动开关与非平衡驱动开关的定时不一定需要与通电模式进行切换的定时同步地进行,例如也可以在检测出纹波电流超过阈值的定时进行。

[0076] 开关元件不限于N沟道MOSFET,例如也可以在正侧使用P沟道MOSFET。此外,不限于MOSFET,也可以利用IGBT或双极晶体管等。

[0077] 也可以适用于风扇电动机以外。

[0078] 在附图中,1表示逆变装置、2表示直流电源(驱动电源)、3表示平滑电容器、4表示电源线(驱动电源供给线)、6表示逆变电路、7表示无刷DC电动机、10表示电阻元件(电流检测装置)、12表示纹波电流计算电路(纹波电流推定装置)、13表示控制判定电路(控制装置)、14表示开关控制电路(控制装置)。

[0079] 在此,该申请所述的流程图或者流程图的处理由多个部分(或者说是步骤)构成,各部分例如表现为S1。进而,各部分能够分割为多个子部分,另一方面,多部分也能够合并来形成一个部分。进而,这样构成的各部分可以说是器件、模块、方法。

[0080] 本申请基于实施例记述,但应理解为本申请并非限定于该实施例或构造。本申请还包含各种变形例及等同范围内的变形。此外,各种组合和方式、进而包含这些之中仅一个要素、其以上或其以下的其他组合和方式也包含于本申请的范畴和思想范围。

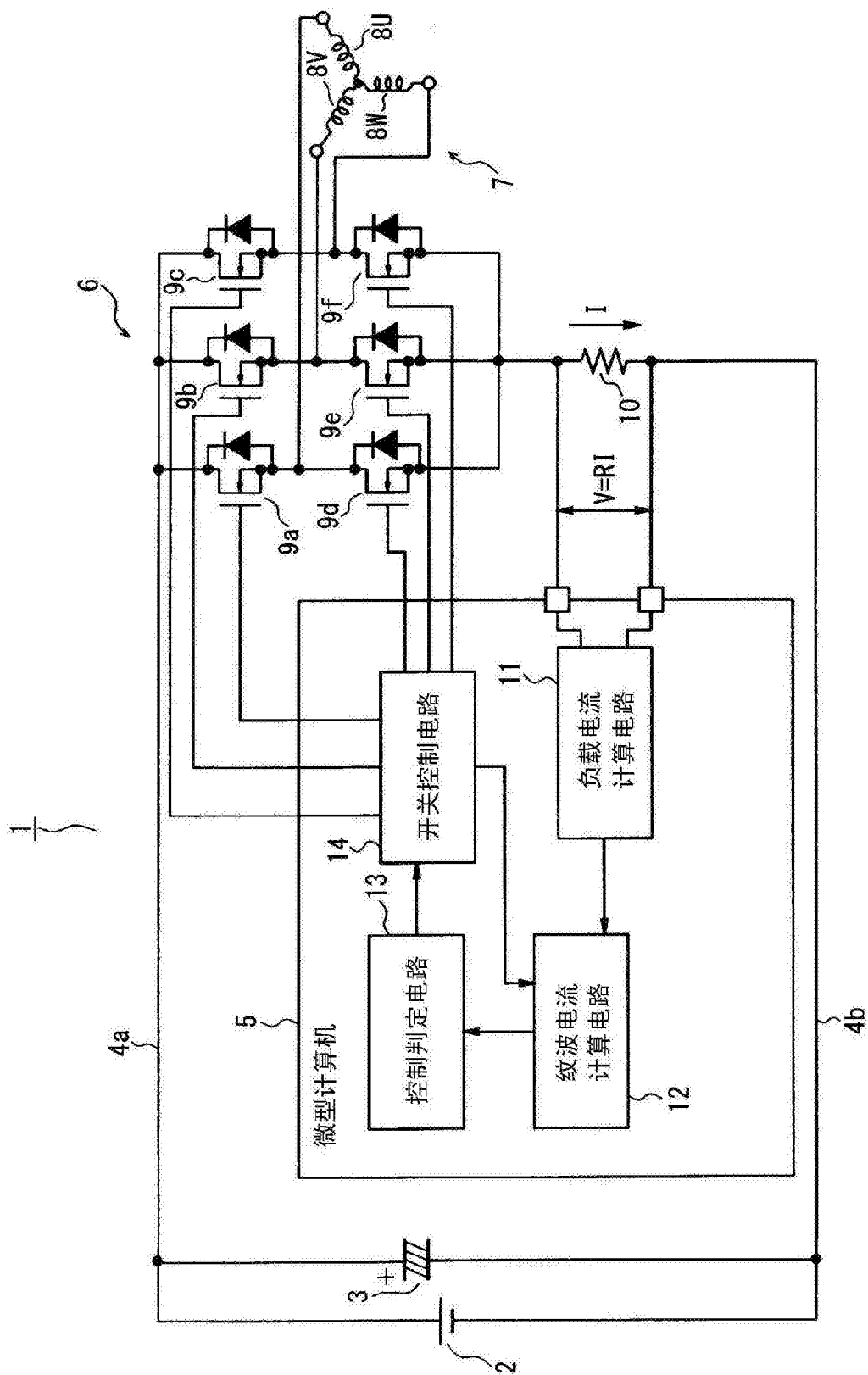


图1

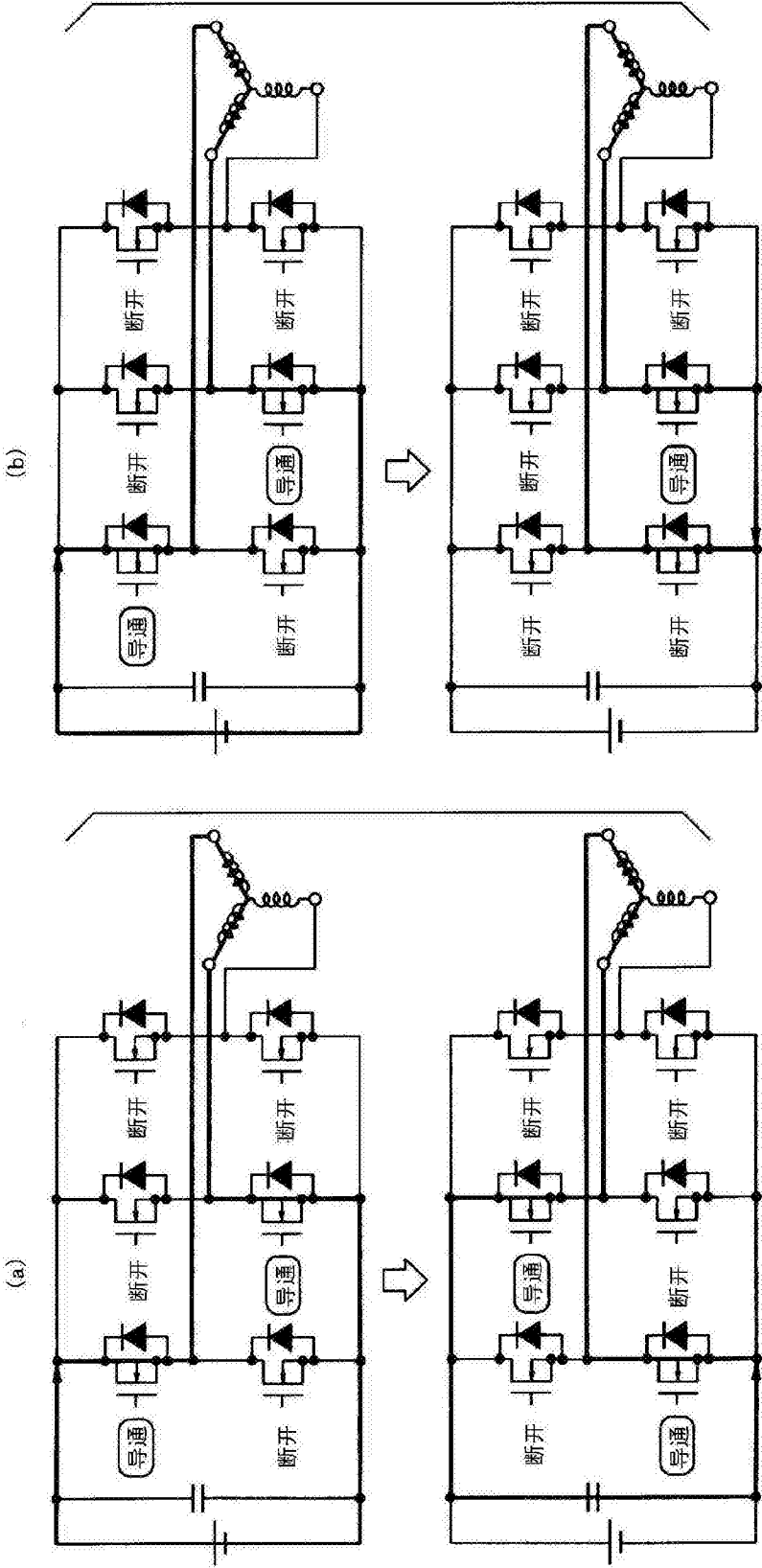


图2

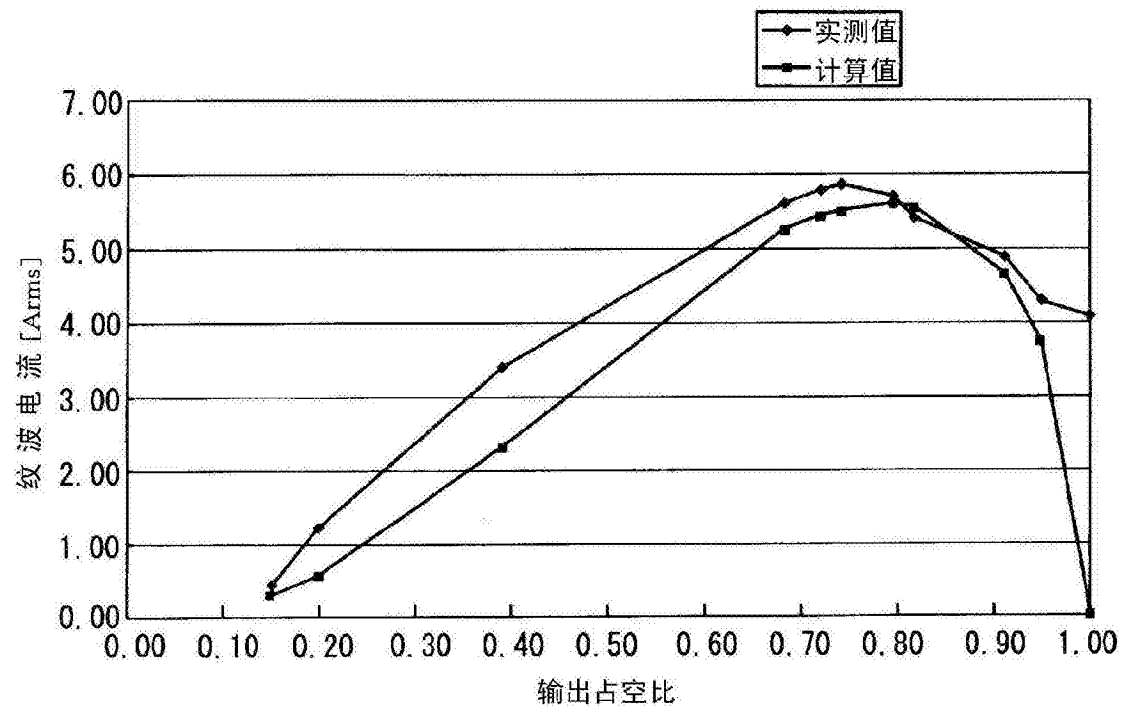


图3

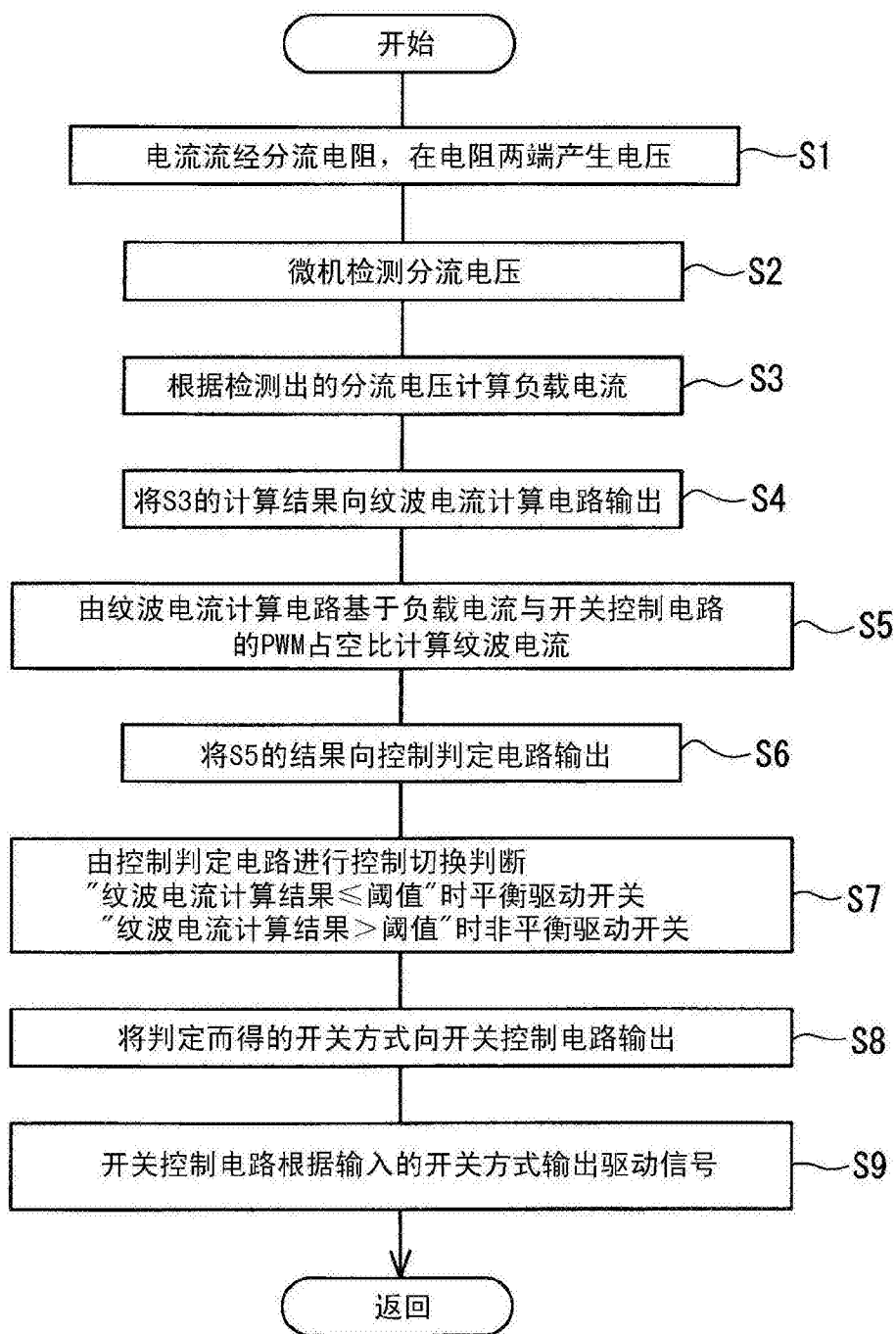
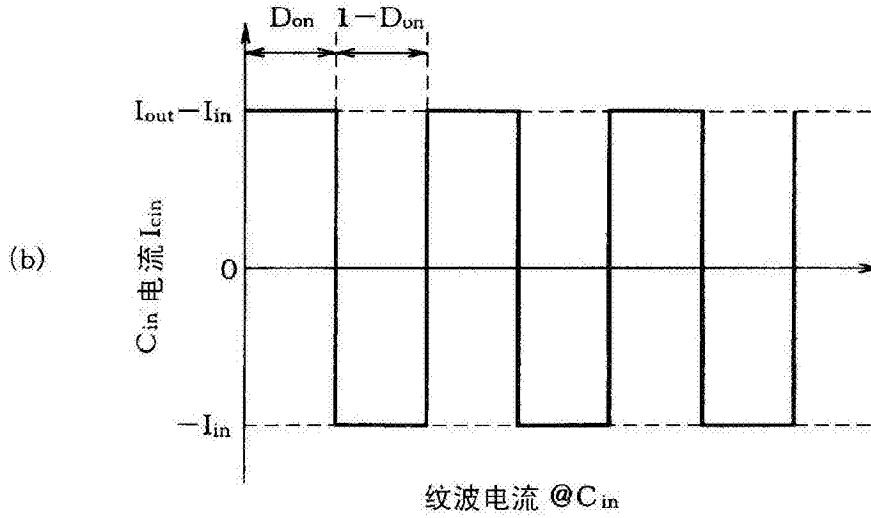
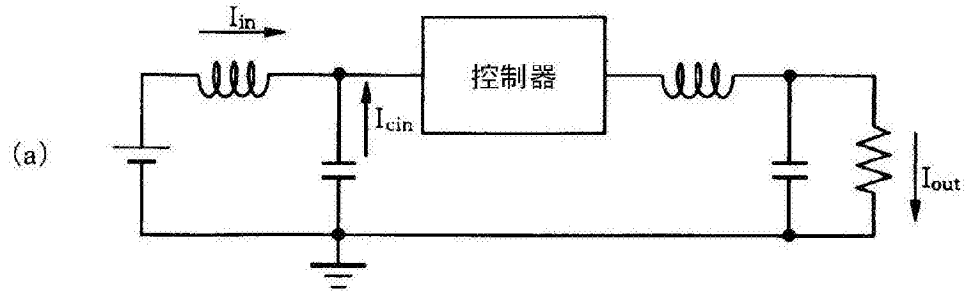


图4



(c)

$$\begin{aligned}
 I_{c_{in},rms} &= \sqrt{(I_{out} - I_{in})^2 \times D_{on} + I_{in}^2 \times (1 - D_{on})} \\
 &= \sqrt{(I_{out} - I_{out} \times D_{on})^2 \times D_{on} + I_{out}^2 \times D_{on}^2 \times (1 - D_{on})} \\
 &= \sqrt{I_{out}^2 \times (1 - D_{on})^2 \times D_{on} + I_{out}^2 \times D_{on}^2 \times (1 - D_{on})} \\
 &= I_{out} \times \sqrt{(1 - D_{on}) \times D_{on} \times (1 - D_{on} + D_{on})} \\
 &= I_{out} \times \sqrt{(1 - D_{on}) \times D_{on}}
 \end{aligned}$$

(*) 忽略线圈电流的纹波电流

图5

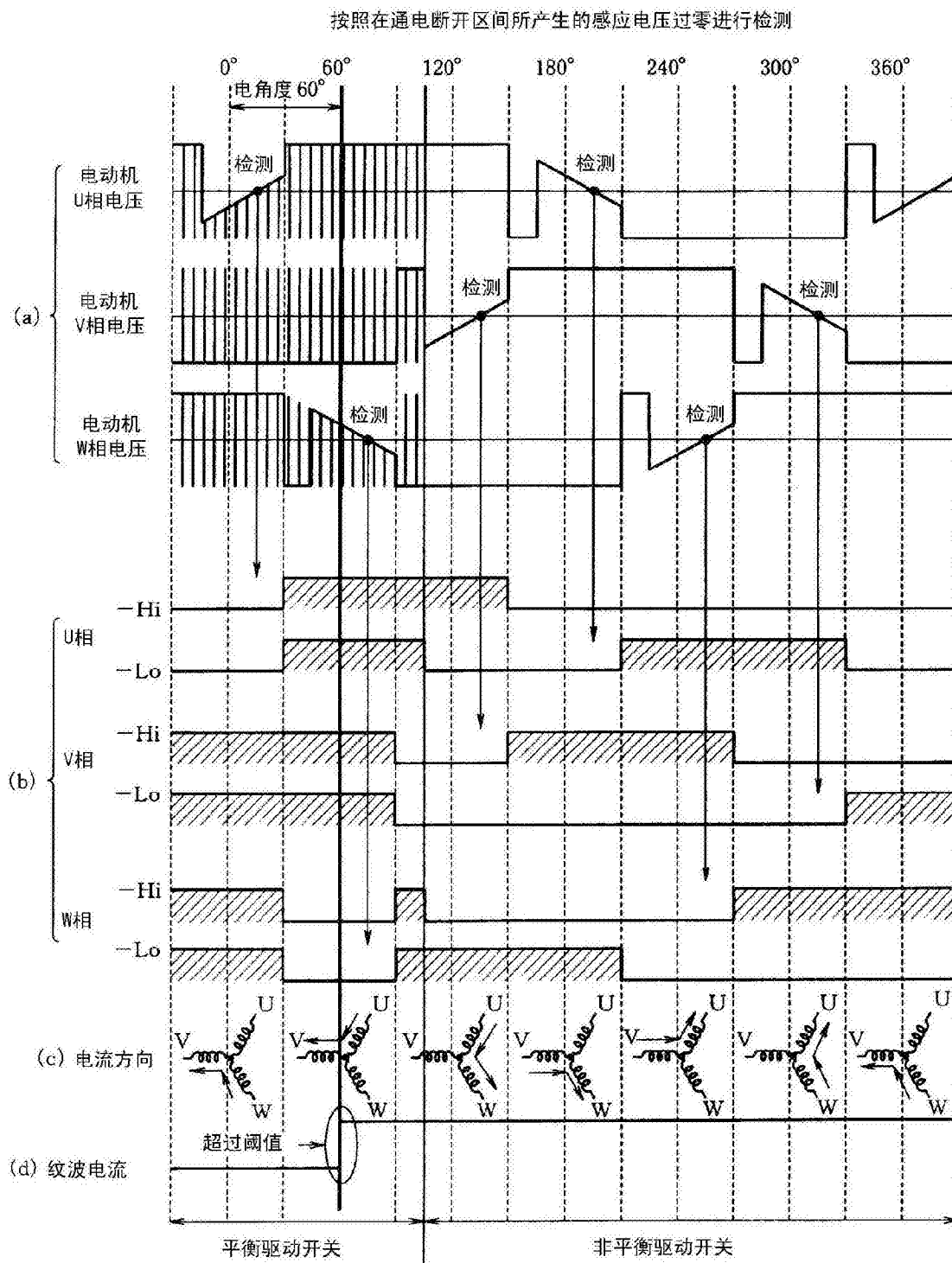


图6

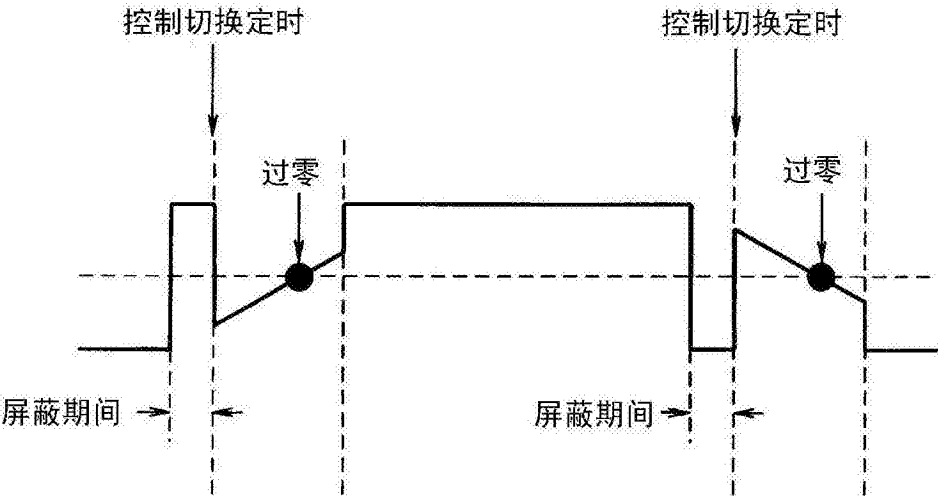


图7

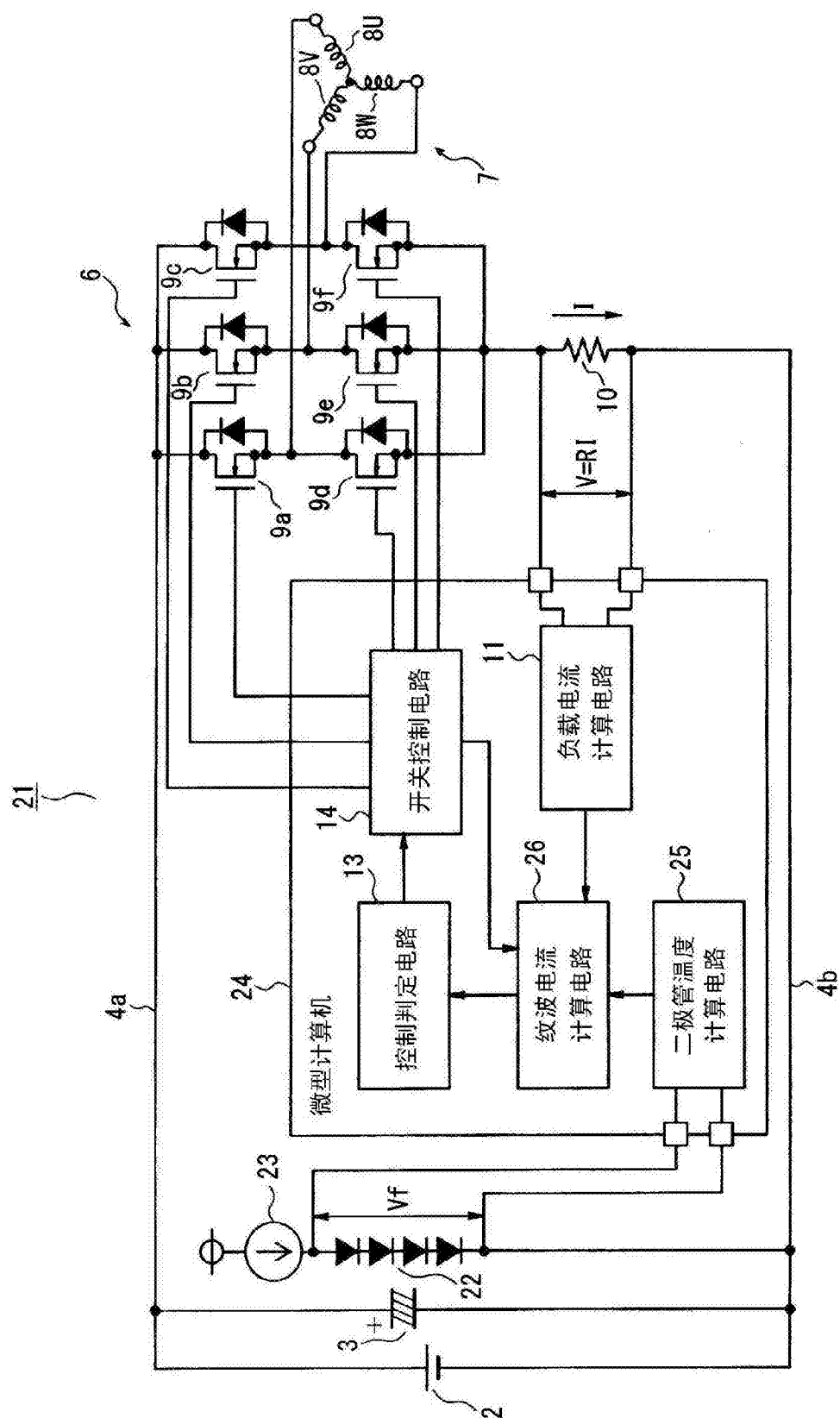


图8

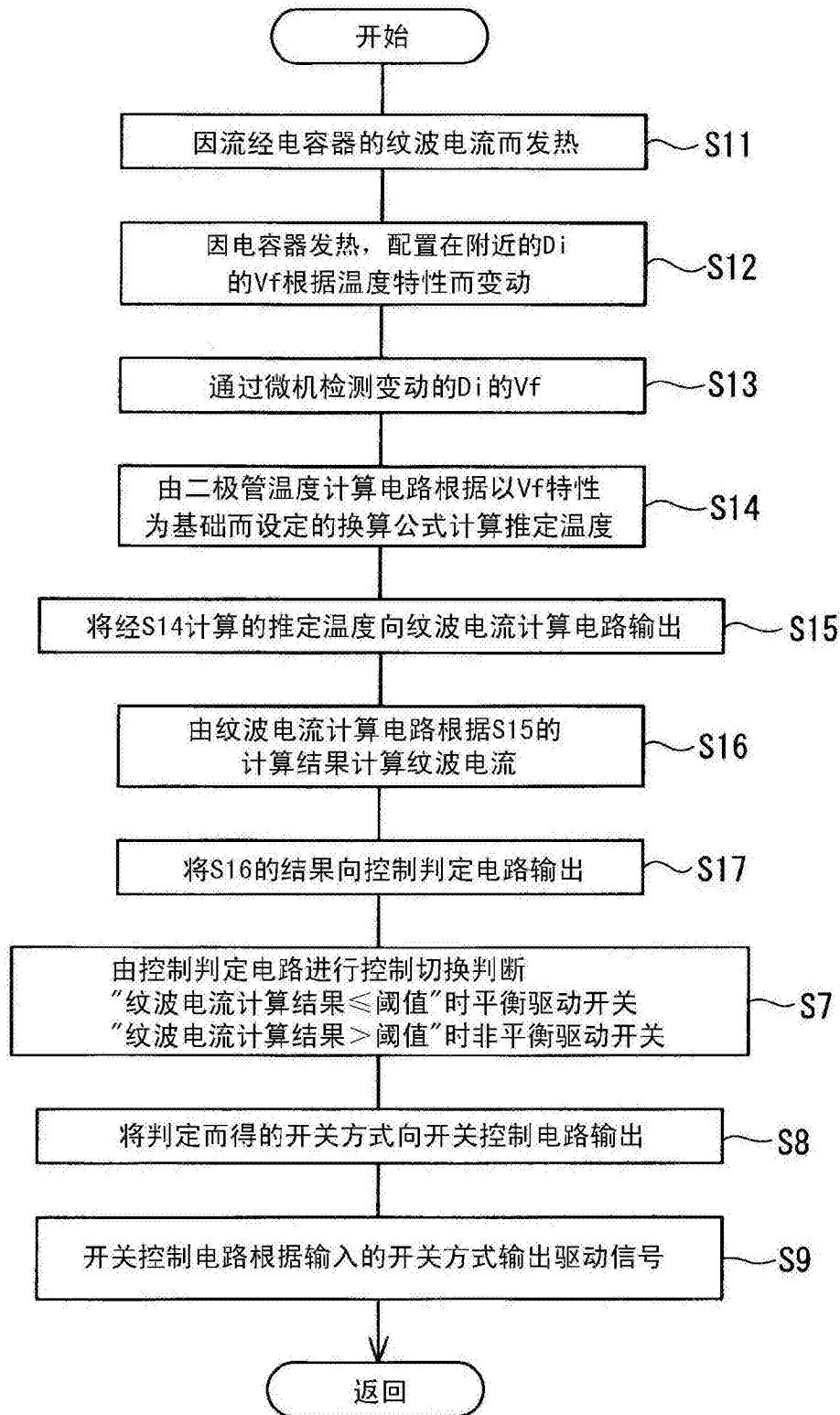


图9

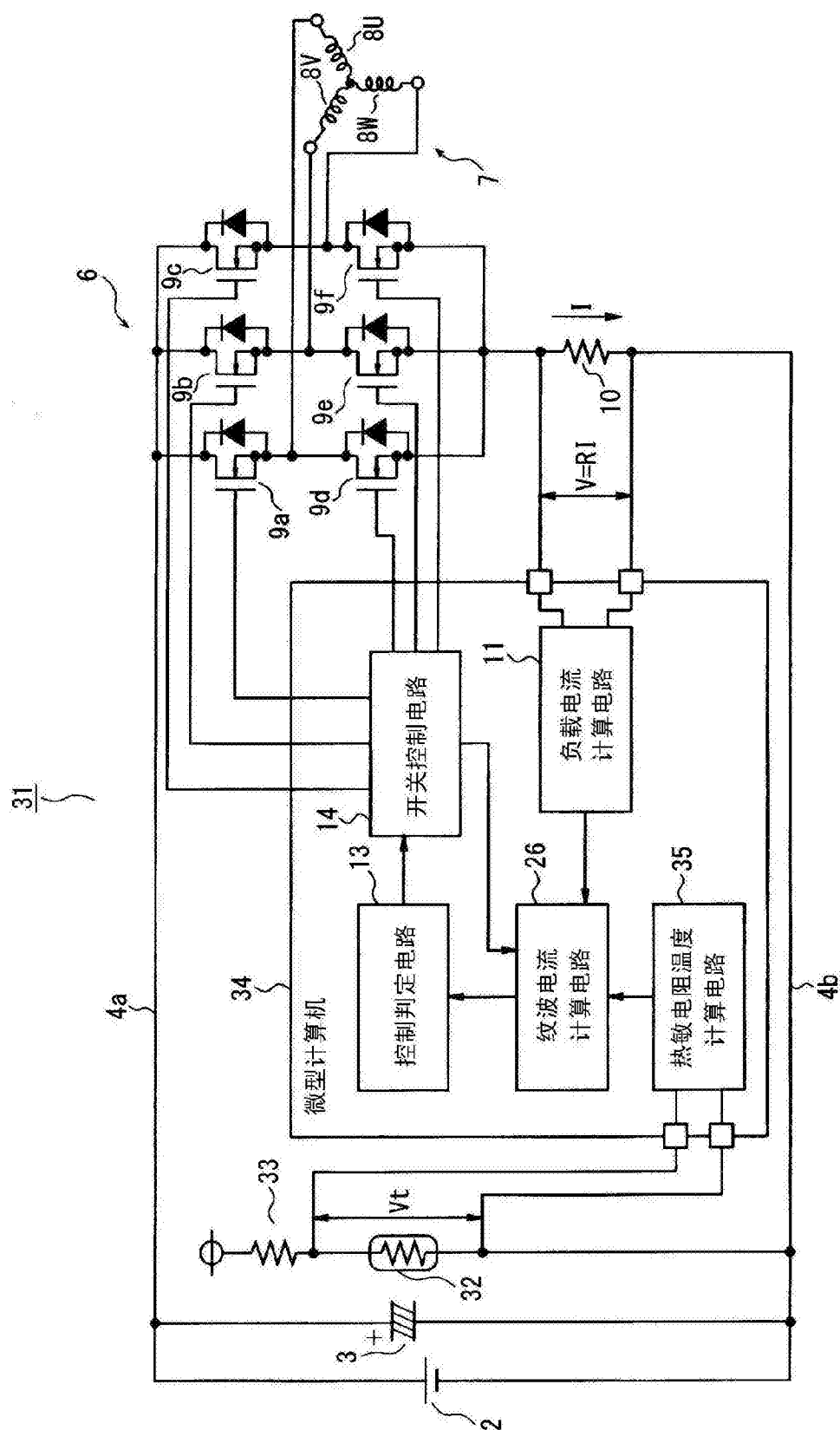


图 10

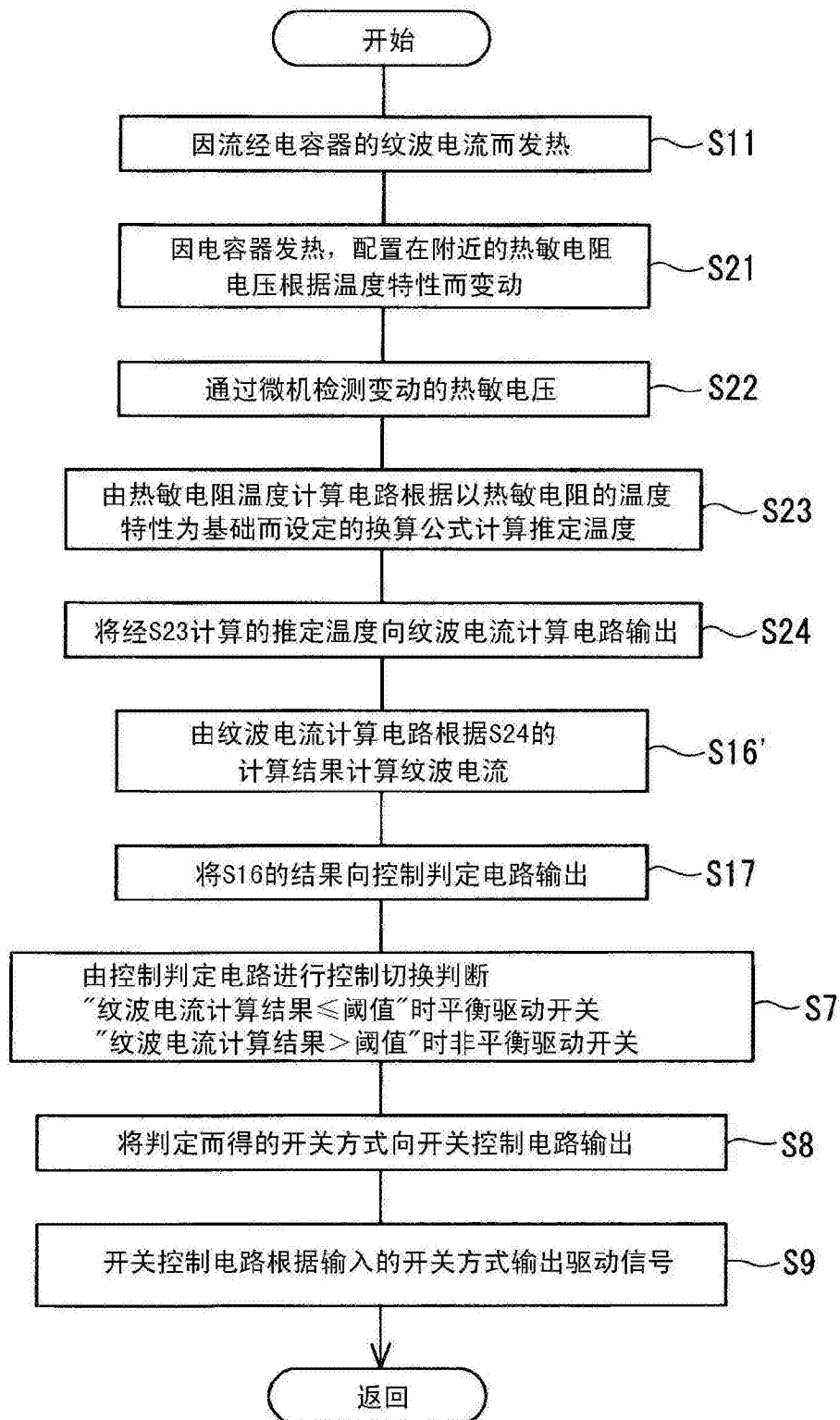


图11

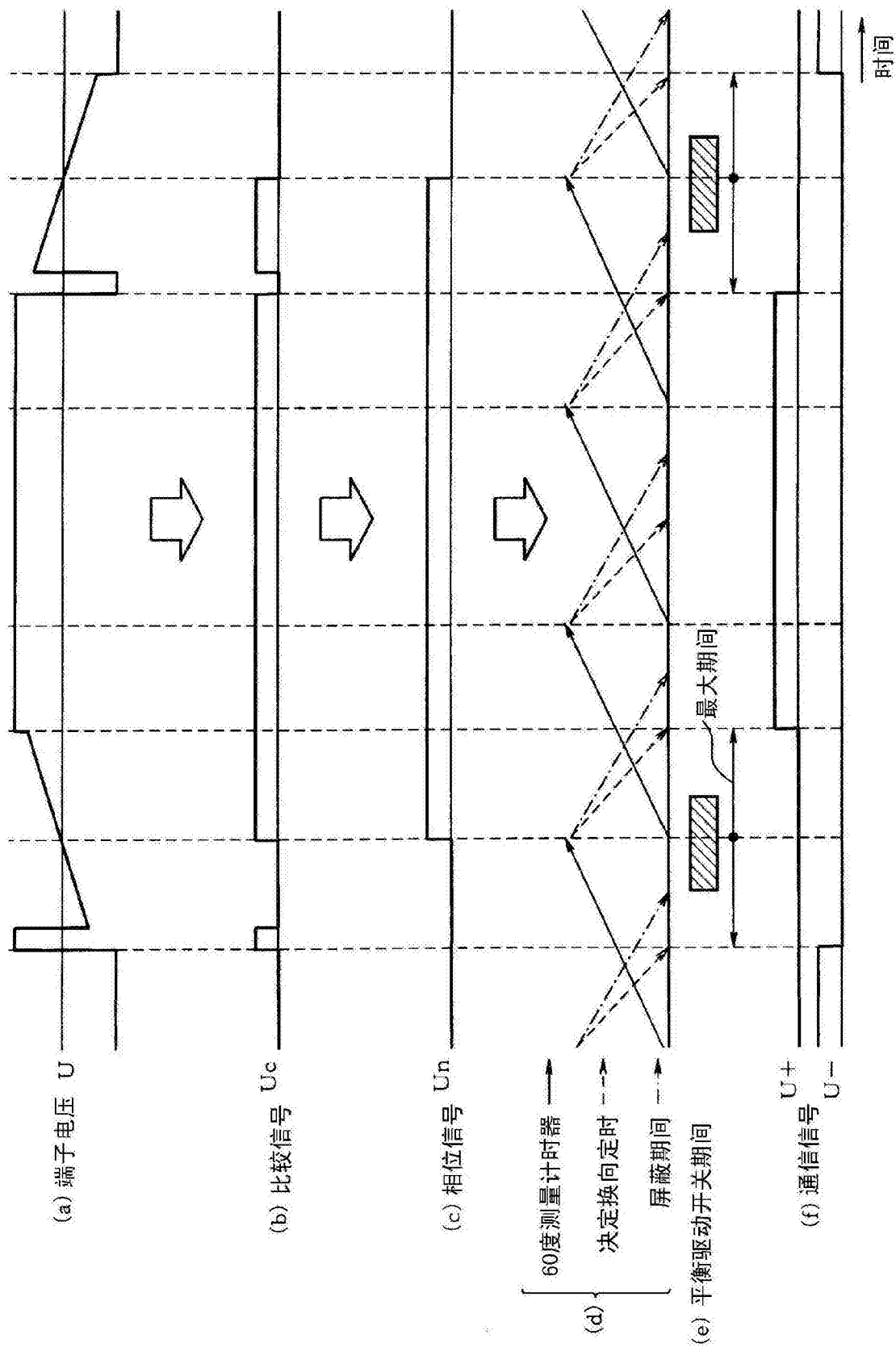


图12