



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107408904 B

(45)授权公告日 2020.03.03

(21)申请号 201680014082.2

(72)发明人 铃木信行 前川佐理 野木雅也

(22)申请日 2016.03.01

内山嘉隆

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 107408904 A

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

(43)申请公布日 2017.11.28

代理人 夏斌

(30)优先权数据

2015-047265 2015.03.10 JP

(51)Int.Cl.

F04B 49/00(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

F04B 49/06(2006.01)

2017.09.06

H02P 6/18(2016.01)

(86)PCT国际申请的申请数据

H02P 27/08(2006.01)

PCT/JP2016/056249 2016.03.01

(56)对比文件

(87)PCT国际申请的公布数据

CN 102420565 A, 2012.04.18,

W02016/143608 JA 2016.09.15

CN 104038138 A, 2014.09.10,

(73)专利权人 株式会社东芝

CN 104901606 A, 2015.09.09,

地址 日本东京都

JP 2015084632 A, 2015.04.30,

专利权人 东芝开利株式会社

审查员 蒋映

权利要求书4页 说明书22页 附图62页

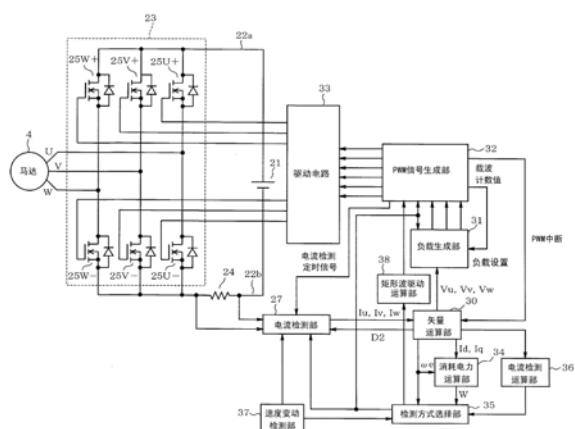
(54)发明名称

马达控制装置、热泵系统以及空调机

(57)摘要

根据实施方式的马达控制装置,电流检测控制部在马达处于低速旋转区域时,当电流检测率高时设为如下的第1检测方式:输出两相的PWM信号模式,使电流检测部对于一相在固定的定时检测电流,对于另一相在可变的定时检测电流;当电流检测率低时设为如下的第2检测方式:输出三相的PWM信号模式,使电流检测部在固定的定时检测两相的电流。在电流检测率为中间的状态下设为如下的第3检测方式:输出两相的PWM信号模式,在将一相的电流检测设为可变定时的状态下,在载波周期内输出负载脉冲的两相为第2相以及第3相,当由于上述两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时,产生规定值的第1相的负载脉冲而使第2相以及第3相的负载脉冲增加上述规定值,且将另一相的电流检测也设为可变定时。

CN 107408904 B



1. 一种马达控制装置,通过按照规定的PWM信号模式对三相桥接的多个开关元件进行接通断开控制,由此经由将直流转换成三相交流的逆变器驱动马达,具备:

电流检测元件,与上述逆变器的直流侧连接,产生与电流值对应的信号;

转子位置决定部,基于上述马达的相电流决定转子位置;

PWM信号生成部,以跟踪上述转子位置的方式生成两相或者三相的PWM信号模式;

电流检测部,基于由上述电流检测元件产生的信号以及上述PWM信号模式对上述马达的相电流进行检测;

电流检测率计算部,根据上述两相或者三相的PWM信号模式求出电流检测率;以及

定时调整部,进行调整,以使上述电流检测部在上述PWM信号的载波周期内,在固定的定时对两相的电流进行检测或者在与对于上述逆变器的输出电压的大小相应的可变的定时对上述两相的电流进行检测,

上述PWM信号生成部以如下的方式生成三相的PWM信号模式:

对于上述三相的PWM信号模式中的任一相即第1相,以上述载波周期的任意相位为基准而使负载脉冲的宽度向延迟侧、超前侧的双方向增减,

对于另一相即第2相,以上述载波周期的任意相位为基准而使负载脉冲的宽度向延迟侧、超前侧的一个方向增减,

对于剩余的一相即第3相,以上述载波周期的任意相位为基准而使负载脉冲的宽度向与上述一个方向相反的方向增减,

上述马达控制装置具有电流检测控制部,该电流检测控制部对上述PWM信号生成部以及上述定时调整部进行控制,以便在上述马达处于低速旋转区域时,

在上述电流检测率高的状态下设为第1检测方式,在上述第1检测方式中,输出两相的PWM信号模式,使上述电流检测部对于一相在固定的定时检测电流,对于另一相在可变的定时检测电流,

在上述电流检测率低的状态下设为第2检测方式,在上述第2检测方式中,输出三相的PWM信号模式,使上述电流检测部在固定的定时检测两相的电流,

在上述电流检测率为中间的状态下设为第3检测方式,在上述第3检测方式中,输出两相的PWM信号模式,在将一相的电流检测设为可变定时的状态下,在上述载波周期内输出负载脉冲的两相为上述第2相以及上述第3相,当由于上述两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时,产生规定值的上述一相的负载脉冲,并且使上述第2相以及上述第3相的负载脉冲增加上述规定值,且将另一相的电流检测也设为可变定时。

2. 如权利要求1所述的马达控制装置,其中,

上述电流检测控制部为,在上述马达处于高速旋转区域时,在上述电流检测率高的状态下设为上述第1检测方式,在上述电流检测率低的状态下设为上述第3检测方式。

3. 如权利要求1或2所述的马达控制装置,其中,

上述电流检测控制部为,在上述马达处于中速旋转区域时,在上述电流检测率高的状态下设为上述第1检测方式,

在上述电流检测率低的状态下设为第4检测方式,在上述第4检测方式中,对检测定时进行调整,以使上述PWM信号生成部输出两相的PWM信号模式,使上述电流检测部能够对于一相在固定的定时检测电流,对于另一相在固定的定时检测电流或者在与对于上述逆变器

的输出电压的大小相应的可变的定时检测电流。

4. 如权利要求3所述的马达控制装置,其中,

上述定时调整部为,在上述第4检测方式中,根据上述两相的PWM信号模式,决定将对于上述另一相的电流检测是设为预先决定的固定定时还是设为相对于上述固定定时发生变化的定时。

5. 如权利要求4所述的马达控制装置,其中,

上述定时调整部为,在上述第4检测方式中,当将上述电流检测部能够进行电流检测的最小负载设为最小宽度,将从最大负载即100%减去上述最小宽度而得到的宽度设为最大宽度,将小于上述最大宽度且超过上述最小宽度的负载设为中间宽度时,将两相PWM信号的输出模式按照第1~第3相的负载的以下的组合划分成模式(0~11),

- (1) 第1相为中间宽度、第2或者第3相为最大宽度以上的情况;
- (2、3) 第2或者第3相的任一方为中间宽度、另一方为最大宽度以上的情况;
- (4、6) 第1相、第2或者第3相均为最大宽度以上的情况;
- (5) 第2相、第3相均为最大宽度以上的情况;
- (7) 第1相为0以上、第2或者第3相的任一个小于最小宽度的情况;
- (8、9) 第2或者第3相的任一个为0以上、另一方小于最小宽度的情况;
- (10、11) 第1相小于最小宽度、第2或者第3相的任一个为0以上的情况;
- (0) : (1) ~ (11) 以外的情况,

此外,当根据第1~第3相的负载的以下的大小关系划分成区段(0~5)时,

- (0) 第1相最大且第2相>第3相;
- (1) 第1相最大且第2相<第3相;
- (2) 第2相最大且第1相>第3相;
- (3) 第2相最大且第1相<第3相;
- (4) 第3相最大且第1相>第2相;
- (5) 第3相最大且第1相<第2相,

根据上述模式(0~11)与上述区段(0~5)的组合,决定将对于上述另一相的电流检测是设为预先决定的固定定时还是设为相对于上述固定定时发生变化的定时。

6. 如权利要求3所述的马达控制装置,其中,

上述定时调整部为,在上述第4检测方式中,将对于上述另一相的电流检测设为预先决定的固定定时,

从在上述载波周期内输出负载脉冲的两相为上述第2相以及上述第3相,且在双方的固定定时检测出的两相的电流为上述第2相与上述第3相的状态起,当产生与这两相的负载脉冲的输出定时重复的期间时,将作为检测对象的相的一方变更为上述第1相。

7. 如权利要求6所述的马达控制装置,其中,

上述定时调整部为,在上述第4检测方式中,当在将作为检测对象的相的一方变更为上述第1相之后,上述第2相以及上述第3相的负载脉冲相互重复的期间发生变动时,在能够进行上述第1相的检测的范围内变更电流检测定时。

8. 如权利要求3所述的马达控制装置,其中,

上述定时调整部为,在上述第4检测方式中,将对于上述另一相的电流检测设为预先决

定的固定定时，

从在上述载波周期内输出负载脉冲的两相为上述第1相、以及上述第2相或者上述第3相，且在双方的固定定时检测出的两相的电流为上述第1相、以及上述第3相或者上述第2相的状态起，

当成为无法检测上述第1相的电流的状态时，将对于上述另一相的电流检测设为可变定时，将作为检测对象的相的一方变更为上述第2相或者上述第3相。

9. 如权利要求8所述的马达控制装置，其中，

上述定时调整部为，在上述第4检测方式中，在将对于上述另一相的电流检测定时进行了一次变更之后，将该变更后的定时固定而检测上述第2相或者上述第3相的电流。

10. 如权利要求3所述的马达控制装置，其中，

上述定时调整部为，在上述第4检测方式中，将对于上述另一相的电流检测设为预先决定的固定定时，在上述载波周期内输出负载脉冲的两相为上述第2相以及上述第3相，当由于上述两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时，将负载小的一方的相的负载增减方向变更为与另一相相同的方向。

11. 如权利要求3所述的马达控制装置，其中，

上述定时调整部为，在上述第4检测方式中，将对于上述另一相的电流检测设为预先决定的固定定时，当由于输出负载脉冲的两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时，产生规定值的剩余一相的负载脉冲，并且使上述两相的负载脉冲增加上述规定值，

当由于三相中的成为最大的相的负载增加而成为无法检测两相的电流的状态时，对于上述第1相的负载脉冲，以上述载波周期的任意相位为基准而使负载脉冲的宽度向延迟侧、超前侧的一个方向增减。

12. 如权利要求1所述的马达控制装置，其中，

还具备对上述马达的旋转速度的变动程度进行检测的旋转变动检测部，

在上述马达处于中速旋转区域时，当从外部输入的上述马达的速度指令为一定且上述旋转速度的变动低于阈值时，上述电流检测控制部使上述PWM信号生成部输出与矩形波驱动对应的脉冲信号。

13. 如权利要求1所述的马达控制装置，其中，

在上述马达处于高速旋转区域时，当判断为上述电流检测率低于阈值时，上述PWM信号生成部进行调整以使上述载波的周期变得更短。

14. 如权利要求1所述的马达控制装置，其中，

上述各部的至少一部分是由微型计算机实现的功能，

上述电流检测控制部基于参照了由上述马达消耗的电力值、上述PWM信号的占空比、上述马达的转速、以及上述载波周期内的能够进行电流检测的期间的长度中的任意一个以上的结果，辨别上述马达的旋转区域。

15. 如权利要求1所述的马达控制装置，其中，

上述各部的至少一部分是由微型计算机实现的功能，

在使上述PWM信号生成部生成两相的PWM信号模式的情况下，按照上述载波周期对于上述微型计算机产生用于使其执行处理的中断，在生成三相的PWM信号模式的情况下，按照上

述载波周期的1/2产生上述中断。

16. 如权利要求15所述的马达控制装置,其中,
上述各部的至少一部分是由微型计算机实现的功能,
在使上述PWM信号生成部生成上述两相的PWM信号模式的情况、以及生成上述三相的
PWM信号模式的情况的任一个情况下,都按照上述载波周期的1/2产生上述中断。

17. 如权利要求16所述的马达控制装置,其中,
上述PWM信号生成部为,在生成上述两相的PWM信号模式时,生成上述三相的PWM信号模
式,将这三相中的负载成为最小的相的负载设定为零,将从另外两相的负载减去上述成为
最小的相的负载而得到的负载作为上述两相的PWM信号模式。

18. 一种热泵系统,其特征在于,
具备压缩机、热交换器以及减压装置,
构成上述压缩机的马达由权利要求1至17中任一项所述的马达控制装置控制。
19. 一种空调机,其特征在于,
具备权利要求18所述的热泵系统而构成。

马达控制装置、热泵系统以及空调机

技术领域

[0001] 本发明的实施方式涉及控制装置、具备该控制装置的热泵系统以及空调机，该控制装置通过对三相桥接的多个开关元件进行PWM控制，由此经由逆变器对马达进行控制。

背景技术

[0002] 存在如下技术：在为了对马达进行控制而对U、V、W各相的电流进行检测的情况下，使用插入到逆变器的直流部的一个分流电阻来进行电流检测。为了通过该方式对三相全部的电流进行检测，需要在PWM(Pulse Width Modulation：脉冲宽度调制)载波(carrier)的一个周期内，以能够对两相以上的电流进行检测的方式产生三相的PWM信号模式。因此，提出了如下的马达控制装置：通过使一个周期内的PWM信号的相位偏移，由此能够始终不增大噪声地对两相以上的电流进行检测。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1：日本第5178799号公报

发明内容

[0006] 发明要解决的课题

[0007] 此外，在对三相马达进行PWM控制的方式中，存在三相调制方式以及两相调制方式。在三相调制方式中，逆变器中的开关损失增加。因而，从抑制损失增加的观点出发，期望采用两相调制方式。但是，当采用专利文献1所公开的电流检测方式时，存在在马达的低速旋转区域中难以进行电流的检测这样的问题。

[0008] 因此，提供马达控制装置、具备该控制装置的热泵系统以及空调机，该马达控制装置能够避免开关损失的增加并且能够采用基于一个电流检测元件的电流检测方式。

[0009] 用于解决课题的手段

[0010] 根据实施方式的马达控制装置，电流检测部基于与逆变器的直流侧连接的电流检测元件对应于电流值而产生的信号以及PWM信号模式对马达的相电流进行检测，转子位置决定部基于上述相电流决定转子位置，PWM信号生成部以跟踪转子位置的方式生成两相或者三相的PWM信号模式。

[0011] 电流检测率计算部根据上述两相或者三相的PWM信号模式求出电流检测率，定时调整部进行调整，以使电流检测部在PWM信号的载波周期内，在固定的定时检测两相的电流或者在与对于逆变器的输出电压的大小相应的可变的定时检测两相的电流。

[0012] 此时，PWM信号生成部以如下方式生成三相的PWM信号模式：对于三相的PWM信号模式中的第1相，以载波周期的任意相位为基准使负载向延迟侧、超前侧的双方向增减，对于第2相，以载波周期的任意相位为基准使负载向延迟侧、超前侧的一个方向增减，对于第3相，以载波周期的任意相位为基准使负载向与上述方向相反的方向增减。

[0013] 并且，电流检测控制部对PWM信号生产部以及定时调整部进行控制，以便在马达处

于低速旋转区域时,在电流检测率较高的状态下设为第1检测方式,在该第1检测方式中,输出两相的PWM信号模式,使电流检测部对于一相在固定的定时检测电流,对于另一相在可变的定时检测电流,在电流检测率较低的状态下设为第2检测方式,在该第2检测方式中,输出三相的PWM信号模式,使电流检测部在固定的定时检测两相的电流。

[0014] 此外,在电流检测率为中间的状态下设为第3检测方式,在该第3检测方式中,输出两相的PWM信号模式,在将一相的电流检测设为可变定时的状态下,在载波周期内输出负载脉冲的两相为第2相以及第3相,当由于上述两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时,产生规定值的第1相的负载脉冲,并且使第2相以及第3相的负载脉冲增加上述规定值,且将另一相的电流检测也设为可变定时。

附图说明

- [0015] 图1是表示第1实施方式的马达控制装置的构成的功能框图。
- [0016] 图2是表示热泵系统的构成的图。
- [0017] 图3是表示在开始空调的运转的情况下内置于压缩机的马达的转速的变化、以及以何种方式进行电流检测的切换的图。
- [0018] 图4是概要地表示与图3对应的驱动控制方式以及电流检测方式的切换的流程图。
- [0019] 图5是表示与马达的转速区域对应地选择的电流检测方式的图。
- [0020] 图6是表示与调制率相应的各检测方式的电流检测率的图。
- [0021] 图7是对第4检测方式进行说明的图,且是表示按照载波的半个周期执行的中断处理的流程图。
- [0022] 图8是将图7所示的处理的执行时间图像与PWM载波波形一起表示的图。
- [0023] 图9是表示三相PWM负载脉冲的输出相位的图。
- [0024] 图10是表示步骤S13的处理内容的流程图。
- [0025] 图11是表示与通过图10的处理划分的模式(1~11)对应的两相PWM脉冲的波形例的图。
- [0026] 图12是表示步骤S14的处理内容的流程图。
- [0027] 图13中的(a)是表示最大负载为95%、(b)是表示最大负载为105%的情况下三相PWM信号、以及与它们对应的区段及模式的图。
- [0028] 图14是表示步骤S15的处理内容的流程图。
- [0029] 图15是表示U0、V0、W0以及V0_bai、W0_bai的定义的图。
- [0030] 图16是表示步骤S16的处理内容的流程图(其一)。
- [0031] 图17是表示步骤S16的处理内容的流程图(其二)。
- [0032] 图18是表示步骤S17的处理内容的流程图。
- [0033] 图19是表示与图18的处理对应的两相PWM信号的变更例的图。
- [0034] 图20是表示步骤S3的处理内容的流程图(其一)。
- [0035] 图21是表示步骤S3的处理内容的流程图(其二)。
- [0036] 图22是表示步骤S3的处理内容的流程图(其三)。
- [0037] 图23中的(a)是表示与模式和区段的组合对应的两相调制的PWM信号波形、第1以及第2电流检测定时的图,(b)是表示实际的控制状态下的PWM信号波形、以及对应的模式与

区段的组合的图(其一)。

- [0038] 图24是与图23相当的图(其二)。
- [0039] 图25是与图23相当的图(其三)。
- [0040] 图26是与图23相当的图(其四)。
- [0041] 图27是与图23中的(a)相当的图,且是对模式(4~11)进行表示的图。
- [0042] 图28是表示模式(2)或者(3)的情况下检测定时的变更例的图。
- [0043] 图29是表示模式(1)的情况下检测定时的变更例的图。
- [0044] 图30是表示通过调制率1.0的情况下(a)第4检测方式检测到的马达电流波形的图,(b)是通过专利文献1检测到的马达电流波形的图。
- [0045] 图31是对第3检测方式(其一)进行说明的图,且是例示特征性的PWM信号模式的图。
- [0046] 图32是与图25相当的图。
- [0047] 图33是与图26相当的图。
- [0048] 图34是与图16相当的图(其一)。
- [0049] 图35是与图17相当的图。
- [0050] 图36是与图16相当的图(其二)。
- [0051] 图37是与图22相当的图。
- [0052] 图38是对第3检测方式(其二)进行说明的图,且是表示无法根据由第3检测方式(其一)检测到的马达电流波形来检测电流的区间的图。
- [0053] 图39是例示特征性的PWM信号模式的图。
- [0054] 图40是表示接着图10所示的处理执行的处理的流程图。
- [0055] 图41是表示接着图16所示的处理执行的处理的流程图。
- [0056] 图42是表示接着图20所示的处理执行的处理的流程图。
- [0057] 图43是表示步骤S11的一部分处理内容的流程图。
- [0058] 图44是例示特征性的PWM信号模式的图(其一)。
- [0059] 图45是表示步骤S10的一部分处理内容的流程图。
- [0060] 图46是例示特征性的PWM信号模式的图(其二)。
- [0061] 图47是表示步骤S9的一部分处理内容的流程图。
- [0062] 图48是例示特征性的PWM信号模式的图。
- [0063] 图49是表示检测到的马达电流波形的图。
- [0064] 图50是对第1以及第2检测方式进行说明的图,且是表示在进行两相调制的情况下按照载波周期执行的中断处理的流程图。
- [0065] 图51中的(a)是表示在两相调制的情况下输出PWM负载脉冲的相位、以及对电阻元件的端子电压进行A/D转换的定时的图,(b)是表示用于基于正交电压V α 、V β 计算两相PWM负载的表格的图,(c)是在 $\alpha\beta$ 坐标上表示区段的图。
- [0066] 图52是表示在进行三相调制的情况下按照载波周期的半个周期执行的中断处理的流程图。
- [0067] 图53是与图51中的(b)相当的图。
- [0068] 图54是表示马达的速度区域判定处理的流程图。

- [0069] 图55是表示电流检测率计算处理的流程图。
- [0070] 图56是表示无法进行电流检测的区域的矢量图。
- [0071] 图57是表示低速区域的电流检测方式的选择处理的流程图。
- [0072] 图58是表示中速区域的电流检测方式的选择处理的流程图。
- [0073] 图59是表示高速区域的电流检测方式的选择处理的流程图。
- [0074] 图60是表示基于120°通电的矩形波驱动方式的PWM信号波形的图。
- [0075] 图61是表示与图60对应的各相的输出电压波形的图。
- [0076] 图62是表示基于150°通电的矩形波驱动方式的PWM信号波形的图。
- [0077] 图63是表示与图62对应的各相的输出电压波形的图。
- [0078] 图64是表示与各电流检测方式对应的中断周期的设定处理的流程图。
- [0079] 图65是表示第2实施方式的高速区域的电流检测方式的选择处理的流程图。
- [0080] 图66是表示第3实施方式的在进行三相调制的情况下按照载波周期的半个周期执行的中断处理的流程图。
- [0081] 图67是将图66所示的处理的执行时间图像与PWM载波波形一起表示的图。
- [0082] 图68是表示第4实施方式的与两相调制、三相调制对应的运转中概要处理的流程图。
- [0083] 图69是表示在进行三相调制的情况下按照载波周期的半个周期执行的中断处理的流程图。
- [0084] 图70是对图69的步骤S326b的处理内容进行说明的图。

具体实施方式

- [0085] (第1实施方式)
 - [0086] 以下,作为热泵系统的一例,参照图1至图64对驱动空调机的压缩机马达的第1实施方式进行说明。在图2中,构成热泵系统1的压缩机(负荷)2构成为将压缩部3与马达4收纳在同一铁制密闭容器5内,马达4的转子轴与压缩部3连结。并且,压缩机2、四通阀6、室内侧热交换器7、减压装置8、室外侧热交换器9通过作为热传递介质流路的管连接为构成闭合环路。另外,压缩机2例如是回转式压缩机,马达4例如是三相IPM(Interior Permanent Magnet)马达(无刷DC马达)。空调机E具有上述热泵系统1而构成。
 - [0087] 四通阀6在供暖时处于由实线所示的状态,由压缩机2的压缩部3压缩后的高温制冷剂从四通阀6供给至室内侧热交换器7而冷凝。之后,制冷剂由减压装置8减压,成为低温后向室外侧热交换器9流动,并在此处蒸发而返回到压缩机2。另一方面,在制冷时,四通阀6被切换成由虚线所示的状态。因此,由压缩机2的压缩部3压缩后的高温制冷剂从四通阀6供给至室外侧热交换器9而冷凝。之后,制冷剂由减压装置8减压,成为低温后向室内侧热交换器7流动,并在此处蒸发而返回到压缩机2。并且,构成为,分别通过风扇10、11朝室内侧、室外侧的各热交换器7、9送风,通过该送风有效地进行各热交换器7、9与室内空气、室外空气的热交换。
 - [0088] 图1是表示马达控制装置的构成的功能框图。直流电源部21由直流电源的符号表示,但在从商用交流电源生成直流电源的情况下,包括整流电路、平滑电容器等。在直流电源部21上经由正侧母线22a、负侧母线22b连接有逆变器(直流交流转换器)23。在负侧母线

22b侧插入有作为电流检测元件的分流电阻24。逆变器23通过将作为开关元件的例如N沟道型的功率MOSFET25 (U+、V+、W+、U-、V-、W-) 三相桥接而构成。逆变器23的各相输出端子分别与马达4的各相绕组连接。

[0089] 分流电阻(电流检测元件)24的端子电压(与电流值对应的信号)由电流检测部(电流检测部、定时调整部)27检测。电流检测部27为,当对上述端子电压进行A/D转换并读入时,基于向逆变器3输出的两相或者三相的PWM信号模式对U、V、W各相的电流Iu、Iv、Iw进行检测。电流检测部27检测到的各相电流输入至矢量运算部(转子位置决定部、PWM信号生成部)30。

[0090] 在矢量运算部30中,当通过设定控制条件的微型计算机等功能部分赋予马达4的旋转速度指令 ω_{ref} 时,基于其与推断的马达4的实际的旋转速度之间的差分来生成扭矩电流指令Iqref。根据马达4的各相电流Iu、Iv、Iw决定马达4的转子位置 θ ,通过使用该转子位置 θ 的矢量控制运算计算扭矩电流Iq、励磁电流Id。

[0091] 对于扭矩电流指令Iqref与扭矩电流Iq之间的差分,例如进行PI控制运算而生成电压指令Vq。对于励磁电流Id侧也同样地进行处理而生成电压指令Vd。电压指令Vq、Vd使用上述转子位置 θ 转换成三相电压Vu、Vv、Vw。三相电压Vu、Vv、Vw输入至DUTY生成部(PWM信号生成部)31,决定用于生成各相的PWM信号的负载U_DUTY、V_DUTY、W_DUTY。

[0092] 各相负载U、V、W_DUTY被赋予给PWM信号生成部(PWM信号生成部)32,其电平与载波的电平进行比较而生成两相或者三相PWM信号。此外,还使两相或者三相PWM信号反相而生成下支路侧的信号,在根据需要附加了空载时间之后,将它们输出至驱动电路33。驱动电路33根据所赋予的PWM信号,向构成逆变器23的六个功率MOSFET25 (U+、V+、W+、U-、V-、W-) 的各栅极输出栅极信号。此时,对于上支路侧的栅极信号,以升压了所需要的电平的电位输出。对于PWM信号生成部31生成三相PWM信号的方式,例如使用专利文献1所公开的第4实施方式的方式。

[0093] 此外,矢量运算部30将扭矩电流Iq以及励磁电流Id输出至消耗电力运算部34,基于扭矩电流Iq、励磁电流Id以及励磁电压Vd对推断速度 ω_e 进行运算,并输出至消耗电力运算部34以及检测方式选择部35。当消耗电力运算部34基于所输入的各电流通过下式对消耗电力W进行运算时,将消耗电力W输出至检测方式选择部(电流检测控制部)35。

$$W = \omega_e \times T = \omega_e \times P/2 \times \{\Phi \times Iq + (Ld - Lq)\} \times Id \times Iq \quad \dots \dots \quad (1)$$

[0095] 其中,T为马达输出扭矩,P为马达4的极数,Φ为电枢绕组交链磁通,Ld为d轴电感,Lq为q轴电感。另外,在第3实施方式中对消耗电力运算部34进行说明。

[0096] 电流检测率计算部(电流检测率计算部)36基于由矢量运算部30输入的三相电压Vu、Vv、Vw,计算电流检测部27的每个载波周期的电流检测率。其计算结果输出至检测方式选择部35。速度变动检测部37基于电流检测部27输出的相电流的变化周期,对马达4的旋转速度以及速度的变动程度进行检测,将检测结果输出至检测方式选择部35。检测方式选择部35基于这些输入信息,选择电流检测部27的两相的电流的检测方式。因此,检测方式选择部35对于PWM信号生成部32也输出用于切换两相调制/三相调制的信号。此外,从PWM信号生成部32对电流检测部27输出电流检测定时信号。

[0097] 此外,与DUTY生成部31分开地设置有矩形波驱动运算部38。PWM信号生成部32为,

当在后述的特定的速度区域中马达4的旋转速度稳定时,将由矩形波驱动运算部38输入的120°或者150°矩形波的驱动信号输出至驱动电路33。另外,在以上,构成27~38(除了驱动电路33)的功能是通过包括CPU的微型计算机的硬件以及软件实现的功能。

[0098] 接着,参照图3至图64对本实施方式的作用进行说明。图3表示在开始空调的制冷运转的情况下,内置于压缩机2的马达4的转速的变化、以及以后述的第1~第4检测方式的哪个方式进行PWM载波周期内的两相电流检测的切换状态。此外,图4是概要地表示与图3对应的驱动控制方式的切换的流程图。

[0099] 如图4所示,在空调的运转开始后的压缩机2的起动时,通过三相调制进行PWM控制(S301)。在马达4的转速较低的区域中无法执行无传感器驱动方式,因此通过强制换流来驱动马达4(S302)。然后,当转速上升一定程度时,切换成无位置传感器驱动方式(S303)。之后,根据马达4的旋转区域(低速、中速、高速)以及如后述那样根据电流检测率,选择电流检测部27的两相的电流的检测方式(S304~S307)。

[0100] 如图3所示,在空调的运转开始紧后,为了使设置有空调的房间内的温度迅速地降低,而使马达4的转速急剧地上升并达到高速区域。在该情况下,在起动紧后以及使转速上升至能够进行无传感器驱动的期间,执行第2检测方式(S301~S303),之后执行第1或者第3检测方式(S307)。当通过在运转开始紧后使输出急剧地上升而室内温度降低时,使马达4的转速降低而达到中速区域。在该情况下执行第1或第4检测方式、或者矩形波驱动方式(S306)。并且,当室内温度稳定而达到低速区域时,执行第1~第3检测方式的任一个(S305)。

[0101] 以下,对上述的电流检测方式的切换控制进行更详细的说明。如图5所示,根据马达4的旋转速度区域的高低、以及各区域中的电流检测率的高低来决定电流检测方式。在高速区域中,将阈值X1设定为电流检测率90%,当为阈值X1以上时切换成第1检测方式,当小于阈值X1时切换成第3检测方式。在中速区域中,将阈值X2设定为电流检测率85%,当为阈值X2以上时切换成第1检测方式,当小于阈值X2时切换成第4检测方式。此外,在中速区域中,当如上所述那样马达4的旋转速度稳定时,切换成矩形波驱动方式。并且,在低速区域中,将阈值X3、X4分别设定为电流检测率90%、80%,当为阈值X3以上时切换成第1检测方式,当小于阈值X3且为阈值X4时切换成第3检测方式,当小于阈值X4时切换成第2检测方式。

[0102] 此处,对第1~第4检测方式进行说明。

[0103] <第1检测方式>

[0104] 是一般的两相调制的电流检测方式,在载波周期的中心相位的固定的定时检测一相的电流,在与负载的变化相应的可变的定时检测另一相的电流(以往的两相调制,参照日本特开2014-171321号公报)。

[0105] <第2检测方式>

[0106] 是专利文献1所公开的电流检测方式,在三相调制中在固定的定时同时检测两相的电流(新三相调制)。

[0107] <第3检测方式>

[0108] 是两相调制与三相调制的混合。在两相调制中将一相的电流检测设为固定定时、将另一相的电流检测设为可变定时的状态下,在载波周期内输出负载脉冲的两相是以载波周期的中心相位为基准而使负载向延迟侧、超前侧的各个方向增减的第2相以及第3相。当

这两相中的一方的负载减少而无法检测两相的电流时,产生规定值的以中心相位为基准而使负载向双方向增减的第1相的负载脉冲,并且,使第2相以及第3相的负载脉冲增加上述规定值而切换成三相调制。此外,将在固定定时进行检测的另一相的电流检测也设为可变定时。对于该方式的详细情况将后述。

[0109] <第4检测方式>

[0110] 对于其详细情况将后述,但其是相对于上述“以往的两相调制”成为“新两相调制”的方式。

[0111] 如图5所示,以往,对于两相调制进行的第1检测方式的电流检测率与马达的转速的变化相应地增减。因此,按照转速的每个区域来考虑消耗电力、驱动噪声以及电流检测率,选择并切换成最佳的检测方式。图6通过与调制率的高低相应的各检测方式表示电流检测率。从消耗电力的观点出发,期望尽量采用两相调制。

[0112] 关于与中速区域对应的调制率下的电流检测率,第2检测方式高于第1检测方式。但是,第2检测方式具有驱动噪声变得更大这样的缺点。因此,在中速区域中,优先选择第1检测方式,在电流检测率降低的情况下选择第2检测方式。

[0113] 在与低速区域对应的调制率下,第1以及第4检测方式的电流检测率均较低,第2以及第3检测方式的电流检测率均为100%。当在该区域中从两相调制切换成三相调制时,在其切换的定时有可能无法进行电流检测。因此,与电流检测率的降低相应,按照第1→第3→第2的顺序来选择检测方式。

[0114] 并且,在调制率为100%附近的区域中,电流检测率按照第3>第1>第4的顺序变高。此外,在调制率超过100%的图5所示的高速区域中,第1检测方式的电流检测率降低。因而,从消耗电力的观点出发优先选择第1检测方式,在电流检测率降低的情况下选择第3检测方式。

[0115] 以下,对第3以及第4检测方式进行说明,但先对第4检测方式进行说明。

[0116] <第4检测方式>

[0117] 图7是表示按照载波的半个周期执行的中断处理的流程图。即,在作为载波的三角波振幅的峰值与谷值产生PWM中断。首先,判断是否为标记M_INT_flg=0(复位)(S1),如果为“0”则提取在电流检测部27中A/D转换后的数据(S2),并基于该数据检测三相电流(S3)。另外,在步骤S3中,执行后述的“StartF”的处理。

[0118] 此处,在图3所示的处理之外,在1个载波周期内执行两次电流检测部27中的分流电阻24的端子电压的A/D转换处理(关于执行定时将后述),A/D转换后的数据例如保存于寄存器等。因而,步骤S2的处理成为读出保存于上述寄存器的数据。

[0119] 接着,根据三相电流、通过矢量控制运算来推断马达4的转子位置(θ)(S4),执行频率控制(速度控制、S5)以及电流控制(PI控制等)(S6)。此后,将标记M_INT_flg设为“1”(S7)。接着的步骤S8~S10的处理在DUTY生成部31中进行。参照由PWM信号生成部32赋予的载波计数器的值,判断是上升计数中还是下降计数中(S8)。如果为上升计数中则设置D_Pwm_set_2()(S9),如果为下降计数中则设置D_Pwm_set1_()(S10)。对于这些将参照图8以及图9进行说明。

[0120] 此外,如果在步骤S1中标记M_INT_flg为“1(设置)”(否),则输出两相的PWM信号(S11),将标记M_INT_flg设为“0”(S12)。此后,当执行“StartA~E”的处理时(S13~S17),转

移至步骤S8。即,在上述PWM中断处理中,在周期的前半部分执行步骤S2~S8、S10,在周期的后半部分执行步骤S11~S17、S8、S9。

[0121] 图8是将两相调制时的中断处理的执行时间图像与PWM载波波形一起表示的图。在空调中,通过一个控制电路(微机),与压缩机2并行地还对驱动与室外机对应的热交换器9的风扇11的马达进行控制。另外,驱动与室内机对应的热交换器7的风扇10的马达由其他的控制电路、驱动IC等控制。

[0122] 因此,在图8中,(a)表示与图3所示的压缩机2的马达控制相关的处理时间(1)~(4),(b)表示与上述风扇11的马达(风扇马达)控制相关的处理时间(5)。即,当在三角波振幅的谷值产生PWM中断时,在执行了图3所示的处理之后,对于风扇马达也检测马达电流而进行矢量控制。关于图中用圆圈数字表示的处理(1)~(4),处理(1)以及(3)与步骤S2~S8对应,处理(2)、(4)分别与步骤S9、S10对应。在该情况下,在执行了处理(4)之后进行风扇马达的控制(5)。

[0123] 图9表示各相PWM负载脉冲的输出相位,如上所述那样使用专利文献1所公开的方式。即,三相中的第1相以三角波振幅的谷值为基准而使负载向延迟侧、超前侧的双方向增减。此外,对于第2相,以上述谷值为基准而使负载例如向超前相位侧增减,对于第3相,以上述谷值为基准而使负载向延迟相位侧增减。在该例子中,第1、第2、第3相分别成为U、V、W相,但是这些对应当然是任意的。当在三角波振幅的峰值产生中断时,由于载波计数器为下降计数中,因此通过D_Pwm_set_2()输出此次的载波周期前半部分的负载脉冲。另外,U、V、W各相的负载值是在步骤S11中运算的负载值(后述的U0、V0、W0)的2倍的值。

[0124] 关于U相,在从产生峰值的中断之后的定时到谷值为止的期间输出负载的1/2的脉冲。关于V相,如果负载小于50%,则与U相同样在从产生峰值的中断之后的定时到谷值为止的期间输出该脉冲。此外,关于W相,如果负载超过50%,则在从产生峰值的中断的定时到达谷值为止的期间输出其超出量的脉冲。因而,通过D_Pwm_set_2()输出的是这些脉冲。

[0125] 另一方面,当在三角波振幅的谷值产生中断时,载波计数器为上升计数中,因此通过D_Pwm_set_1()输出此次的载波周期后半部分的负载脉冲。关于U相,与前半部分相同在从产生谷值的中断之后的定时到峰值为止的期间输出负载的1/2的脉冲。关于V相,如果负载超过50%,则在从产生谷值的中断的定时到达峰值为止的期间输出其超出量的脉冲。此外,关于W相,如果负载小于50%,则与U相同样在从产生谷值的中断之后的定时到峰值为止的期间输出该脉冲。因而,通过D_Pwm_set_1()输出的是这些脉冲。

[0126] 另外,图9表示三相的负载脉冲,但是由于实际的驱动形式是两相调制,因此仅输出这些中的两相的负载脉冲。

[0127] 接着,参照图10以及图11对步骤S13的处理(StartA)进行说明。在该处理中,根据两相调制的PWM信号的各相负载脉冲的大小关系,划分为模式(0)~(11)。另外,在后述的处理中通过变量ptn表示这些模式。此处的模式划分基于以下的条件。

[0128] 上述电流检测部27将能够进行电流检测的最小负载设为最小宽度,将从最大负载(100%)减去上述最小宽度而得到的宽度设为最大宽度。例如,如果能够进行电流检测的最长时间为10μs、载波频率为4kHz,则最小宽度为4%、最大宽度为96%。此外,当将小于最大宽度且超过最小宽度的负载设为中间宽度时,通过U、V、W相的负载的以下的组合对两相PWM信号的输出模式进行模式划分。

- [0129] (1) U相为中间宽度、V或者W相为最大宽度以上的情况
- [0130] (2、3) V或W相的任一方为中间宽度、另一方为最大宽度以上的情况
- [0131] (4、6) U相、以及V或W相均为最大宽度以上的情况
- [0132] (5) V相、W相均为最大宽度以上的情况
- [0133] (7) U相为0以上、V或W相的任一方小于最小宽度的情况
- [0134] (8、9) V或W相的任一方为0以上、另一方小于最小宽度的情况
- [0135] (10、11) U相小于最小宽度、V或W相的任一方为0以上的情况
- [0136] (0) : (1) ~ (11) 以外的情况
- [0137] 在图10所示的步骤S21~S33中,按照上述条件划分模式(变量ptn) (0) ~ (11)。图11中表示与模式(1) ~ (11)对应的两相PWM信号模式。这些中的模式(4) ~ (11)与输出电压极大的过调制状态对应。另外,模式(7)所表示的是W相的负载为最小宽度以下的情况。
- [0138] 接着,参照图12对步骤S14的处理(StartB)进行说明。在该处理中,根据两相调制的PWM信号的各相负载脉冲的相对的大小关系,划分为区段(0) ~ (5)。另外,在后述的处理中,通过变量sector表示这些区段。此处的区段划分基于以下的条件。
- [0139] (0) U相为最大且V相>W相
- [0140] (1) U相为最大且V相<W相
- [0141] (2) V相为最大且U相>W相
- [0142] (3) V相为最大且U相<W相
- [0143] (4) W相为最大且U相>V相
- [0144] (5) W相为最大且U相<V相
- [0145] 在图12所示的步骤S41~S45中,按照上述条件来辨别sector(0) ~ (5)。图13表示与实际输出了PWM信号的情况相应地变化的区段以及模式。(a)是最大负载为最大宽度附近即95%的情况,区段在(0) ~ (5)变化,模式在(0) ~ (3)、(8) ~ (10)变化。(b)是最大负载超过最大宽度的105% (过调制状态)的情况,区段在(0) ~ (5)变化,但模式在(0) ~ (9)变化。即,可知,输出电压越高,则模式(0) ~ (3)所占的时间宽度越扩宽,在这些模式(0) ~ (3)进行切换的边界,产生模式(4) ~ (11)的区间增加。
- [0146] 接着,参照图14对步骤S15的处理(StartC)进行说明。在该处理中,根据模式与区段的组合,电流检测部27决定在载波周期内对分流电阻24的端子电压进行A/D转换的定时。另外,考虑上述的能够进行电流检测时间、电流检测精度等来设定图中的 α (例如,负载5~10%)。PWM_MAX为负载的最大值:100%。
- [0147] 此外,如图15中的(a)所示,图中的U0、V0、W0是与以载波周期的中间点(谷值)为基点而最初决定的U、V、W相负载的1/2相当的时间。并且,如图15中的(b)所示,V0_bai、W0_bai相当于在为了以图9所示的模式输出三相PWM信号而使V、W相的负载脉冲偏移了时,以载波周期的中间点为基点而伸展的脉冲的长度。并且, time是表示U、V、W各相的A/D转换定时的变量。
- [0148] 步骤S53是模式(1)且区段(2)的情况,将A/D转换定时设定为(PWM_MAX- α)。
- [0149] 步骤S54是模式(1)且区段(4)的情况,将A/D转换定时设定为(PWM_MAX- α)。
- [0150] 步骤S58是模式(3)且区段(3)的情况、且是V0_bai超过(PWM_MAX×2)的过调制的情况(S57:是),将A/D转换定时设定为 α 。此外,步骤S59是步骤S57中“否”的情况,将A/D转换

定时设定为 $(\text{PWM_MAX} \times 2 - V_0 \text{bai} + \alpha)$ 。

[0151] 步骤S62是模式(2)且区段(5)的情况、且是 $W_0 \text{bai}$ 超过 $(\text{PWM_MAX} \times 2)$ 的过调制的情况(S61:是),将A/D转换定时设定为 α 。此外,步骤S63是步骤S61中“否”的情况,将A/D转换定时设定为 $(\text{PWM_MAX} \times 2 - W_0 \text{bai} + \alpha)$ 。

[0152] 接着,参照图16以及图17对步骤S16的处理(StartD)进行说明。在该处理中,根据模式与区段的组合,电流检测部27对于在载波周期内进行A/D转换的定时,决定在从载波周期的开头(峰值)到1/2期间(谷值)为止的下降计数期间、以及从1/2期间到载波周期的结束为止的上升计数期间,分别在哪个定时进行。前者为第1检测定时,后者为第2检测定时。

[0153] 另外,在StartC的流程以及StartD的流程中,基于模式以及区段的组合的情况划分一致。因而,设定各个定时的变量time使用与StartC中的相同组合对应的变量。

[0154] 模式(0)的情况(S71:是)为图11所示的模式(1)~(11)以外的情况,能够分别在固定的定时检测两相的电流。因而,将下降计数/上升计数的AD定时分别设定为 α (S72)。即,在从载波周期的开头起剩余计数值达到 α 的定时、从载波周期的1/2起经过时间 α 的定时进行A/D转换。

[0155] 在模式(1)且区段(2)的情况下(S74:是),将U相的A/D转换定时在上升计数期间设定为time、即在步骤S53中决定的 $(\text{PWM_MAX} - \alpha)$ 。此外,将下降计数期间设定为 α (S75)。

[0156] 在模式(1)且区段(4)的情况下(S76:是),在上升计数期间设定为 α ,在下降计数期间设定为time、即在步骤S54中决定的 $(\text{PWM_MAX} - \alpha)$ (S77)。此外,在模式(1)且区段(2~4)以外的情况下(S76:否),在上升计数期间、下降计数期间分别设定为 α (S78)。

[0157] 在模式(3)且区段(3)的情况下(S80:是),在上升计数期间设定为time、即在步骤S58中决定的 α 或者在步骤S59中决定的 $(\text{PWM_MAX} \times 2 - V_0 \text{bai} + \alpha)$ 。另一方面,在下降计数期间设定为 α (S81)。

[0158] 在模式(3)且区段(5)的情况下(S82:是),将上升计数期间的定时设定为 α 。此外,将下降计数期间的定时设定为time、即在步骤S60中决定的 $(\text{PWM_MAX} - \alpha)$ (S83)。此外,在模式(3)且区段(3、5)以外的情况下(S82:否),在上升计数期间、下降计数期间分别设定为 α (S84)。

[0159] 在图17中,在模式(2)且区段(5)的情况下(S86:是),将上升计数期间的定时设定为 α ,将下降计数期间的定时设定为time、即在步骤S62中决定的 α 或者在步骤S63中决定的 $(\text{PWM_MAX} \times 2 - W_0 \text{bai} + \alpha)$ (S87)。

[0160] 此外,如果不是模式(2) (S85:否),则进一步判断是模式(10)还是(11) (S85a、85c)。如果是模式(10) (S85a:是),则将上升计数期间的定时设定为 α ,将下降计数期间的定时设定为 $\alpha \times 2$ (S85b)。如果是模式(11) (S85c:是),则将上升计数期间的定时设定为 $\alpha \times 2$,将下降计数期间的定时设定为 α (S85d)。并且,如果不是模式(2)且区段(5) (S86:否)或者不是模式(11) (S85c:否),则将上升计数期间、下降计数期间的定时分别设定为 α (S88)。

[0161] 接着,参照图18以及图19对步骤S17的处理(StartE)进行说明。在该处理中,对于第2相(V)与第3相(W)的任一方,将为了变更负载脉冲的增减方向而使用的变量shift设为“0~2”的任一个。首先,如果V相的负载为最大宽度以上且小于100% (S91:是),则判断 $W_0 \text{bai}$ 是否小于将 PWM_MAX (图中为MAX) $\times 2$ 减去 $V_0 \text{bai}$ 之差与最小宽度相加而得到的值、且 $W_0 \text{bai}$ 是否小于100% (=W相负载<50%) (S92)。当该条件成立时(是),将变量shift设定

为“1”(S93),如果不成立(否),则将变量shift设定为“0”(S94)。

[0162] 另一方面,当在步骤S91中判断为“否”的情况下,如果W相的负载为最大宽度以上且小于100%(S95:是),则判断V0_bai是否小于将PWM_MAX×2减去W0_bai之差与最小宽度相加而得到的值、且V0_bai是否小于100%($=V$ 相负载<50%)(S96)。当该条件成立时(是),将变量shift设定为“2”(S97),如果不成立(否),则将变量shift设定为“0”(S98)。

[0163] 图19中的(a)、(b)例示模式(3)的情况。模式(3)是V相的负载为最大宽度以上且W相的负载为最小宽度以上的情况。如图19中的(a)所示,在固定的第1检测定时检测到V相电流,在可变的第2检测定时检测到负的U相电流。但是,从该状态起V、W相负载的至少一方朝减少的方向变化,由此,当在第2检测定时V、W相负载脉冲重复的期间消失时,无法检测到负的U相电流,而与第1检测定时相同地检测到V相电流或者W相电流。

[0164] 因此,如图19中的(b)所示,将使W相负载增加的方向变更为与V相负载相同的方向。由此,替换成在固定的第1检测定时检测到负的U相电流,在可变的第2检测定时检测到V相电流。因而,如果V相负载减少,则只要与其相匹配地使第2检测定时朝图中右方向偏移来进行对应即可。此外,即便W相负载减少,只要为最小宽度以上,也能够在固定的第1检测定时进行检测。

[0165] 此外,图19中的(c)是在模式(3)的情况下将变量shift设定为“1”的情形。图中标注了圆圈数字“1”的箭头表示在步骤S92的条件判定中将“MAX×2(PWM_MAX×2)减去V0_bai之差”与最小宽度相加而得到的值,标注了圆圈数字“2”的箭头表示W0_bai。此处,将变量shift设定为“1”是上升计数区间的V相负载的左端(可变端)侧与W相负载的右端(可变端)侧重复的情形。

[0166] 此外,图19中的(d)是在模式(2)的情况下将变量shift设定为“2”的情形。图中标注了圆圈数字“3”的箭头表示在步骤S96的条件判定中将“MAX×2减去W0_bai之差”与最小宽度相加而得到的值,标注了圆圈数字“4”的箭头表示V0_bai。此处,与图19中的(c)相同,将变量shift设定为“2”是下降计数区间的V相负载的左端(可变端)侧与W相负载的右端(可变端)侧重复的情形。

[0167] 接着,参照图20至图22对步骤S3的处理(StartF)进行说明。在该处理中,根据通过到此为止的处理决定的模式与区段的组合、以及通过该组合决定的相电流的第1、第2检测定时,在载波周期内对两相的电流进行检测(A/D转换)。并且,根据检测到的两相的电流求出三相的电流。

[0168] 关于图20所示的模式(4)~(11),是如图11所示那样任一相以上的输出电压极大的过调制状态的情形,在载波周期内难以对两相的输出进行检测,因此仅对一相的电流进行检测。如果为模式(4)、(7)、(8)、(10)则在下降计数定时,如果为模式(5)、(6)、(9)、(11)则在上升计数定时,分别取得W相(S102)、U相(S104)、V相(S106)、U相(S108)、V相(S110)、W相(S112)、V相(S114)、W相(S116)电流。另外,在U相负载为最小宽度以下的模式(10)、(11)的情况下,将电流检测定时设为 $\alpha \times 2$ 。

[0169] 在图21中,如果为区段(0),则按照第1检测定时(下降计数时)、第2检测定时(上升计数时)来检测W、U相电流,并根据检测到的两相电流通过运算来求出V相电流(S118)。另外,在图21以及图22中,对保存于变量R_Iu的A/D转换值(右边)标注符号-的原因在于,在A/D转换器的输入侧进行反相放大。检测到的W相电流的符号为负,因此在保存于R_Iw时不标

注符号-。以下,为了便于说明,不提及符号-的有无。

[0170] 如果为区段(1),则按照第1、第2检测定时检测U、V相电流,并通过运算来求出W相电流(S120)。在区段(2)的情况下,判断是否为模式(1)(步骤S122),如果为模式(1)(是),则按照第1、第2检测定时检测W、V相电流(S123)。另一方面,如果不为模式(1)(否),则按照第1、第2检测定时检测W、U相电流,并通过运算来求出V相电流(S124)。

[0171] 如果为区段(3)(S125:是),则判断变量shift是否为“1”(S126),如果为“1”(是),则按照第1、第2检测定时检测U、V相电流(S127)。另一方面,如果不为“1”(否),则判断是否为模式(1)(S128),如果为模式(1)(是),则按照第1、第2检测定时检测V、U相电流(S129)。另一方面,如果不为模式(1)(否),则按照第1、第2检测定时检测V、W相电流(S130)。

[0172] 另一方面,如果在步骤S125中不为区段(3)(否),则如图22所示,进一步判断是否为区段(4)(S131)、是否为模式(1)(S132)。在区段(4)且模式(1)的情况下(S132:是),按照第1、第2检测定时检测W、V相电流(S133)。此外,如果不为模式(1)(S132:否),则按照第1、第2检测定时检测U、V相电流(S134)。

[0173] 此外,如果在步骤S131中不为区段(4)(否),则是区段(5)的情形,判断变量shift是否为“2”(S135)。在变量shift为“2”的情况下(是),按照第1、第2检测定时检测W、U相电流(S136)。此外,如果在步骤S135中判断为“否”,则判断是否为模式(2)(S137),如果为模式(2)(是),则按照第1、第2检测定时检测U、W相电流(S138)。如果不为模式(2)(S137:否),则按照第1、第2检测定时检测V、W相电流(S141)。

[0174] 参照图23至图27来说明根据以上叙述的模式与区段的组合最终如何决定第1、第2电流检测定时。图23为模式(0)的情况,区段能够取得(0~5)的全部。(b)表示实际的两相调制的PWM信号波形、以及对应的模式与区段的组合。根据区段而成为检测对象的相不同,但第1、第2电流检测定时均成为固定定时(下降计数、上升计数均为a)。

[0175] 图24为模式(1)的情况,区段为(2、4)。在这些情况下,第1、第2电流检测定时也均为固定定时。但是,一方为a、另一方为(PMW_MAX-a)。

[0176] 图25为模式(2)的情况,区段仅为(5),但是根据W0_bai是否超过PWM_MAX×2、是否偏移(2)而分为三种情形。在W0_bai超过PWM_MAX×2的情况下,第1、第2电流检测定时均成为固定。在W0_bai未超过PWM_MAX×2的情况下,第1电流检测定时为可变,而且,在偏移(2)的情况下,使V相的负载增减方向与W相的相同。其结果,成为检测对象的相从(U、W)变更为(W、U)。

[0177] 图26为模式(3)的情况,区段仅为(3),但是进一步根据V0_bai是否超过PWM_MAX×2、是否偏移(1)而分为三种情形。在V0_bai超过PWM_MAX×2的情况下,第1、第2电流检测定时均成为固定。在V0_bai未超过PWM_MAX×2的情况下,第2电流检测定时为可变,而且,在偏移(1)的情况下,使W相的负载增减方向与V相的相同。其结果,成为检测对象的相从(V、U)变更为(U、V)。图27为模式(4)~(11)的情况,与图20对应。

[0178] 图28表示模式(2)或者(3)的情况下的检测定时的特征性变化的一例。如(a)所示,V、W相负载脉冲在不存在相互重复的期间的状态下输出,从在第1、第2检测定时分别检测到V、W相电流的状态起,由于W相负载超过96%而在载波周期的前半部分产生V、W相负载脉冲相互重复的期间。在该情况下,将在第1检测定时检测到的电流的相变更为U相(-)。

[0179] 从该状态起,当V或者W相负载减少时,第1检测定时在保持固定的状态下从V、W相

负载脉冲相互重复的期间脱离,有可能变得无法检测到U相电流。因此,使第1检测定时可变,在V、W相负载脉冲的重复期间内持续检测U相电流。

[0180] 图28中的(b)为由于V相负载超过96%而在载波周期的后半部分产生V、W相负载脉冲相互重复的期间的情形。在该情况下,在第2检测定时检测到的电流的相被变更为U相(-)。从该状态起,当V或者W相负载减少时,第2检测定时在保持固定的状态下从V、W相负载脉冲相互重复的期间脱离,有可能变得无法检测到U相电流。因此,使第2检测定时可变,在V、W相负载脉冲的重复期间内持续检测U相电流。

[0181] 图29表示模式(1)的情况下检测定时的特征性变化的一例。如(a)所示,仅在载波周期的前半部分产生U、V相负载脉冲相互重复的期间,在第1、第2检测定时分别检测到W(-)、U相电流。从该状态起,由于V相负载超过96%而在载波周期的后半部分也产生重复的期间。在该情况下,在第2检测定时检测到的电流也成为W相(-)。因而,变更第2检测定时,在仅产生V相负载脉冲的期间检测V相电流。为了维持该状态,将第2检测定时固定于变更后的定时(但是,也可以根据V相负载的变化而使其可变)。

[0182] 图29中的(b)是由于W相负载超过96%而在载波周期的前半部分产生U、W相负载脉冲相互重复的期间的情形。在该情况下,变更第1检测定时,在仅产生W相负载脉冲的期间检测W相电流。为了维持该状态,将第1检测定时固定于变更后的定时(但是,也可以根据W相负载的变化而使其可变)。

[0183] 图30中的(a)表示在调制率大致为1.0的情况下通过本实施方式的方式检测的马达电流的波形,图30中的(b)表示在调制率大致为1.0的情况下通过专利文献1的方式检测的马达电流的波形。如根据该图能够明确的那样,在本实施方式的情况下电流检测率提高,结果,电流波形的失真更少而接近于正弦波。

[0184] 如以上那样,根据第4检测方式,电流检测部27基于与逆变器23的直流侧连接的分流电阻24对应于电流值而产生的信号、以及PWM信号模式,对马达4的相电流Iu、Iv、Iw进行检测,矢量控制部30基于相电流决定转子位置θ,并与PWM信号生成部32一起以跟踪转子位置θ的方式生成三相中的任意两相的PWM信号模式。此时,PWM信号生成部32对于三相PWM信号模式的U相,以载波周期的谷值为基准而使负载向延迟侧、超前侧的双方向增减,对于V相,以上述谷值为基准而使负载向延迟侧、超前侧的一个方向增减,对于W相,以上述谷值为基准而使负载向与上述方向相反的方向增减。

[0185] 并且,电流检测定时调整部34对检测定时进行调整,以便能够在载波周期内对于两相调制中的一相在固定的定时检测电流,对于另一相,在固定的定时检测电流或者在与对上述逆变器23的输出电压的大小相应的可变的定时检测电流。因而,即使在输出电压较高、成为过调制状态的区域中,也能够提高电流检测率,能够在抑制开关损失的同时实现控制精度的提高。

[0186] 此外,电流检测定时调整部34根据两相的PWM信号模式,决定是将对于上述另一相的电流检测设为预先决定的固定定时还是设为从固定定时变化了的定时。具体而言,电流检测部27将能够进行电流检测的最小负载设为最小宽度,基于该最小宽度决定最大宽度、中间宽度,将两相PWM信号的输出模式按照与上述各宽度的任一个相应的三相负载的组合而划分成模式(0~11)的情况,根据三相负载的大小关系而划分成区段(0~5)的情况。并且,根据模式(0~11)与区段(0~5)的组合,决定将对于上述另一相的电流检测是设为预先

决定的固定定时还是设为变化了的定时。

[0187] 由此,根据两相调制中的PWM信号的各组合,能够妥当地判定是否将电流检测定时的另一方设为可变。此外,在输出电压极高的过调制状态下,能够可靠地发现实质上仅能够检测一相的电流的状态,而进行电流检测,并尽量利用于马达控制。

[0188] 电流检测定时调整部34为,当从将对于另一相的电流检测设为预先决定的固定定时,在载波周期内输出负载脉冲的两相为V、W相,且在双方的固定定时检测到的两相的电流为V、W相的状态起,在这两相的负载脉冲的输出定时产生重复的期间时,将作为检测对象的相的一方变更为U相。因而,能够可靠地检测两相的电流。

[0189] 此外,电流检测定时调整部34为,当在将作为检测对象的相的一方变更为U相之后,V或者W相的负载脉冲相互重复的期间变动时,在能够进行U相的检测的范围内变更电流检测定时。由此,能够维持变更后的检测对象相,而尽量防止再次重复变更。

[0190] 此外,电流检测定时调整部34为,当从在载波周期内输出负载脉冲的两相为U相、以及V或者W相,且在双方的固定定时检测到的两相的电流为U相、以及W或者V相的状态,成为无法检测U相的电流的状态时,将对于另一相的电流检测设为可变定时,将作为检测对象的相的一方从U相变更为V或者W相。因而,在该情况下也能够可靠地检测两相的电流。并且,电流检测定时调整部34为,在将对于上述另一相的电流检测定时进行了一次变更之后,使该变更后的定时固定而检测V或者W相的电流。在该情况下,也能够维持变更后的检测对象相而尽量防止再次重复变更。

[0191] 进一步,电流检测定时调整部34为,当在载波周期内输出负载脉冲的两相为V以及W相,且由于它们中的一方的负载减少而变得无法检测两相的电流时,将负载较小的一方的相的负载增减方向变更为与另一相相同的方向。由此,产生两相的负载脉冲相互重复的期间,能够检测两相的电流。

[0192] 进一步,对于具备具有压缩机2、室外侧热交换器9、减压装置8以及室内侧热交换器7的热泵系统1的空调机E,将构成压缩机2的马达4作为控制对象,因此,能够提高热泵系统1以及空调机E的运转效率。

[0193] <第3检测方式(其一)>

[0194] 在第4检测方式中,例如图26所示,当在模式(3)且区段(3)的组合中变量shift成为“1”时,将W相的负载增减方向变更为与V相相同的方向。在第3检测方式(其一)中,对于相同的情形进行不同的应对。

[0195] 即,如图31中的(a)所示,还输出U相的负载脉冲。并且,使V、W相的负载脉冲增加上述负载脉冲的量,而暂时成为三相调制状态。在该情况下,U、V、W间的相间电压无变化,因此输出电压本身不变化。进而,此时,使第1电流检测定时也可变。由此,不变更第2检测定时的成为检测对象的相而电流检测率提高。

[0196] 此外,图31中的(b)与在第4检测方式的说明中图25所示的在模式(2)且区段(5)的组合中变量shift成为“2”的情形对应。在该情况下,也同样输出U相的负载脉冲,使V、W相的负载脉冲增加上述负载脉冲的量而暂时成为三相调制状态。包含这些处理模式的一览在图32以及图33(与图25以及图26相当的图)中表示。

[0197] 图34至图36是与图16以及图17相当的StartD的流程图。但是,图34仅表示图16中的步骤S71~S79,当在步骤S79中判断为“是”时,转移到图36所示的处理。在图35中,在模式

(2) 且区段(5)的情况下(S86:是)判断变量shift是否为“0”(S151),如果变量shift为“0”(是)则执行步骤S87。另一方面,如果变量shift不为“0”(否),则将第1、第2检测定时设为对U相负载脉冲加上 α 的定时(S152)。

[0198] 在图36中,在模式(3)且区段(3)的情况下(S80:是)判断变量shift是否为“0”(S153),如果变量shift为“0”(是)则执行步骤S81。另一方面,如果变量shift不为“0”(否),则成为与S152相同的处理(S154)。此外,在模式(3)且区段(5)的情况下(S82:是)也判断变量shift是否为“0”(S157),如果变量shift为“0”(是)则执行步骤S83。另一方面,如果变量shift不为“0”(否),则成为与S152相同的处理(S156)。此外,图37是与图22相当的图,是StartF的处理的一部分。

[0199] 如以上那样,在第3检测方式(其一)中,电流检测定时调整部34为,当将对于另一相的电流检测设为可变定时,在载波周期内输出负载脉冲的两相为V以及W相,由于这两相中的一方的负载减少而成为无法检测两相的电流的状态时,产生规定值的U相的负载脉冲,并且使V以及W相的负载脉冲增加上述规定值。并且,将对于一相的电流检测也设为可变定时。由此,能够提高电流检测率。

[0200] <第3检测方式(其二)>

[0201] 接着,参照图38至图49对第3检测方式(其二)进行说明。在第1、第2实施方式中,如图38中的虚线所示,产生与马达4的转速无关仅能够检测到一相量的相电流的区间。因此,如图39所示,通过对U、V、W相的PWM脉冲增加能够检测两相的电流的最小宽度的脉冲,由此与第2实施方式同样地使两相调制暂时成为三相调制化。

[0202] 在图39所示的例子中,(a)在两相调制的状态下V相的负载较小,因此两次都检测到U相电流。(b)与此相对,当通过追加规定负载值的W相脉冲、并且对U、V相脉冲也追加上述负载值来成为三相调制化时,能够检测到W、V相电流(均为负)。在该情况下,U、V、W的两相间的电压(相间电压)无变化,因此对于马达4的输出电压本身不变化,能够提高电流检测率。

[0203] 图40是在执行了图10所示的StartA的流程图之后接着执行的处理(StartA+)。在该处理中,根据两相调制的PWM信号中的各相负载脉冲的大小关系,划分成由变量Ptn_3phs_ch表示的模式(0)~(5)。此处的模式划分基于以下的条件。

[0204] 电流检测部27将能够进行电流检测的最小负载设为最小宽度,将从最大负载(100%)减去上述最小宽度而得到的负载设为最大宽度。例如,如果能够进行电流检测的最小时时间为10 μ s、载波频率为4kHz,则最小宽度为4%、最大宽度为96%。将两相PWM信号的输出模式按照U、V、W相的负载的以下的组合来进行模式划分。U0bai_2、V0bai_2、W0bai_2为在步骤S11中运算的两相调制时的U、V、W相的负载值的2倍。

[0205] (1) W0bai_2小于最大宽度或者V0bai_2小于最大宽度、且U0bai_2/2、V0bai_2或者W0bai_2小于最小宽度且为0以上;

[0206] (2) W0bai_2为最大宽度以上或者V0bai_2为最大宽度以上、且U0bai_2的1/2为最小宽度以上、且V0bai_2小于最小宽度且为0以上;

[0207] (3) W0bai_2为最大宽度以上或者V0bai_2为最大宽度以上、且U0bai_2的1/2为最小宽度以上、且W0bai_2小于最小宽度且为0以上;

[0208] (4) W0bai_2为最大宽度以上或者V0bai_2为最大宽度以上、且U0bai_2的1/2小于最小宽度且为0以上、且V0bai_2大于W0bai_2;

[0209] (5) W0bai_2为最大宽度以上或者V0bai_2为最大宽度以上、且U0bai_2的1/2小于最小宽度且为0以上、且V0bai_2小于W0bai_2；

[0210] (0) 上述以外的情况。

[0211] 按照上述条件来划分模式(0)～(5)；变量Ptn_3phs_ch。

[0212] 图41是在图16以及图17所示的StartD的流程图中,向步骤S88的执行后转移的处理(StartD+)，根据变量Ptn_3phs_ch决定上升计数以及下降计数时的AD定时。在Ptn_3phs_ch为(2)～(5)的情况下,在上升计数、下降计数时将电流检测定时设为 $\alpha \times 3$ (S172、S174)是为了在一相量的PWM脉冲为接通的定时进行电流检测,倍率也可以为其他值、例如为2倍。在模式(0)、(1)的情况下,两次均成为固定定时 α (S175)。

[0213] 图42是在图20至图22所示的StartF的流程图中向步骤S141的执行后转移的处理(StartF+)，根据Ptn_3phs_ch决定检测电流的两相。

[0214] 图43是与步骤S11相当的PWM输出的流程图。在该处理中,为了决定两相调制用的负载U02、V02、W02,在Ptn_3phs_ch=0的情况下,从通过三相调制计算出的各负载值U0、V0、W0减去U、V、W相的最小负载值Min_Duty(S192)。另一方面,在Ptn_3phs_ch≠0的情况下,通过设为作为修正负载值的DutyChang=Min_Duty- α 来成为三相调制化(S195)。

[0215] 图44中表示使两相调制时的PWM输出成为三相调制化后的PWM脉冲波形。在该例子中,将在两相调制中没有脉冲输出的U相以脉冲宽度 $\alpha \times 2$ 输出,并且对V、W相脉冲也追加脉冲宽度 $\alpha \times 2$,由此成为三相调制化。

[0216] 图45是与步骤S10相当的决定D_Pwm_set_1()的U相负载值的部分的流程图。在第3实施方式中,使两相调制时的PWM输出成为三相调制化,但如图46所示,例如在Ptn_3phs_ch=4的情况下,有时无法充分确保电流检测时间。在该例子中,由于V相脉冲的负载接近100%而成为较大的值,因此(a)在两相调制时两次均检测到V相电流,但是(b)追加W相脉冲而成为三相调制化,(c)进一步使U相脉冲朝图中左方向偏移(以将载波周期的中心作为基点而使脉冲向超前方向延长的方式输出)而使电流检测时间增加,能够在一方的定时检测到W相电流(负)。

[0217] 另外,在Ptn_3phs_ch=5的情况下,由于W相脉冲的负载接近100%而产生同样的问题,但通过成为三相调制化并且使U相脉冲朝图中右方向偏移来加以应对。

[0218] 在图45中,在D_Pwm_set_1()中,在Ptn_3phs_ch=2or5的情况下将负载值设为U0bai(S202),在Ptn_3phs_ch=3or4的情况下将负载值设为0(S204)。在Ptn_3phs_ch=0or1的情况下将负载值设为U0bai/2(S205)。

[0219] 图47是与步骤S9相当的决定D_Pwm_set_2()的U相负载值的部分的流程图。在D_Pwm_set_2()中,在Ptn_3phs_ch=2or5的情况下将负载值设为0(S212),在Ptn_3phs_ch=3or4的情况下将负载值设为U0bai(S214)。在Ptn_3phs_ch=0or1的情况下将负载值设为U0bai/2(S215)。

[0220] 图48表示包含这些处理模式的一览。此外,图49表示通过第3检测方式(其二)检测到的马达电流的波形。如根据该图可知的那样,通过三相调制化而电流检测率提高,结果,电流波形的失真变得更少而接近于正弦波。

[0221] 如以上那样,根据第3检测方式(其二),当由于两相调制的两相脉冲中的一方的负载减少而成为无法检测到两相的电流的状态时,使剩余一相的负载脉冲追加产生规定值而

成为三相调制化，并且使上述两相的负载脉冲增加上述规定值。并且，当由于两相脉冲中的一方的负载接近最大而成为无法检测到两相的电流的状态时，同样使其成为三相调制化而使成为最大的相的负载增加，根据PWM脉冲的大小使U相的PWM脉冲的产生基点偏移。由此，能够提高电流检测率。

[0222] 到此为止是第3、第4检测方式的说明。

[0223] 接着，对第1、第2检测方式进行说明。

[0224] <第1检测方式(以往的两相调制处理)>

[0225] 首先，参照图50以及图51对第1检测方式进行说明。图50是表示在进行两相调制的情况下按照载波周期执行的中断处理的流程图。首先，当提取在电流检测部27中A/D转换后的数据时(S311)，基于该数据检测三相电流(S312)。此处，电流检测部27的分流电阻24的端子电压的A/D转换处理，在图50所示的处理以外在1个载波周期内执行两次(关于执行定时将后述)，A/D转换后的数据例如保存于寄存器等。因而，步骤S211的处理成为读出保存于上述寄存器的数据。

[0226] 接着，根据三相电流、通过矢量控制运算来推断马达4的转子位置(θ)(S313)，执行频率控制(速度控制、S314)以及电流控制(PI控制等)(S315)。然后，为了在下次的周期中进行输出而将在此次的运算处理中决定的两相PWM负载保存于寄存器、存储器等(S316)。(此处得到的两相PWM负载在下次的载波周期中的中断处理的步骤S317中设置于输出寄存器。)此后，将在上次的载波周期中决定的两相PWM负载设置于输出用的寄存器(S317)。

[0227] 图51中的(a)表示在两相调制的情况下输出PWM负载脉冲的相位、以及电流检测部27对分流电阻24的端子电压进行A/D转换的定时。在该例子中，U、V相的负载脉冲被以三角波的谷值成为中心相位的方式输出。第1次的A/D转换在上述谷值的定时执行。此时检测到的电流为W相的负电流。并且，第2次的A/D转换在以谷值为起点而经过时间D2之后、进一步经过考虑了开关延迟的微小时间a的时刻执行。此时检测到的电流为U相的正电流。并且，V相电流通过基于上述两次A/D转换的结果的运算来求出。

[0228] 此外，图51中的(b)是用于基于在矢量控制的过程中得到的正交电压 V_α 、 V_β 来计算两相PWM负载的表格。如图51中的(b)的左侧、以及图8中的(c)所示，根据电压 V_α 、 V_β 的大小关系来决定区段0~5，按照各区段的每个，基于电压 V_α 、 V_β 以及修正值H来决定脉冲宽度值D1、D2。另外，修正值H是根据直流电源部21的电压即DC电压来修正负载脉冲宽度的项，通过下式表示。

[0229] $H = \sqrt{3} \times (\text{PWM寄存器最大值}) \times 32768 / (\text{DC电压}) \dots \dots (2)$

[0230] 另外，例如，如果寄存器为16位，则“PWM寄存器最大值”为65535。

[0231] 图51中的(b)的右侧所示的PWMa、PWMb、PWMc与在图1中矢量运算部30输出的三相电压 V_u 、 V_v 、 V_w 对应，根据各区段而成为脉冲宽度值D1、D2之和、仅成为脉冲宽度值D2、或者成为“0”。

[0232] <第2检测方式(新三相调制处理)>

[0233] 以下，参照图52以及图53对三相调制处理进行说明。图52是表示在进行三相调制的情况下按照载波周期的半个周期执行的中断处理的流程图。对于步骤S321~S325，与图50所示的步骤S311~S315相同地执行，但是在接着的步骤S326中输出三相的PWM负载。接着的步骤S327~S329的处理在DUTY生成部31中进行。参照由PWM信号生成部32赋予的载波计

数器的值,判断是上升计数中还是下降计数中(S327)。如果是上升计数中则设置D_Pwm_set2() (S328),如果是下降计数中则设置D_Pwm_set1() (S329)。参照图8以及图9对此进行说明。

[0234] 在图8中,在三相调制的情况下,在三角波的峰值以及谷值产生PWM中断。关于在图中由圆圈数字表示的处理(1)~(4),处理(1)以及(3)与步骤S321~S327对应,处理(2)、(4)分别与步骤S328、S329对应。在该情况下,在执行了处理(4)之后进行风扇马达的控制(5)。

[0235] 在图9中,三相调制中的两次A/D转换定时为三角波达到谷值的紧前以及紧后。在前者的定时得到W相电流,在后者的定时得到V相电流。另外,关于前者,即便假设在与谷值一致的定时进行A/D转换,由于各控制的定时、信号的延迟等也能够得到W相电流。

[0236] 图53是与图51中的(b)相当的图,但是条件1~3、区段、D1、D2与两相调制的情况完全相同,仅PWMA、PWMB、PWMC的决定部分不同。在这些决定中,不仅脉冲宽度值D1、D2,而且在修正值H的说明中叙述的PWM寄存器的最大值PD也成为要素。

[0237] 接着,参照图54至图70对切换第1~第4检测方式的控制的详细情况进行说明。图54是以由检测方式选择部36执行的控制内容为中心而表示的流程图。首先,计算电流检测率(S331),但其计算处理在图55中表示。当对于第1检测方式(以往两相调制)的PWM信号模式计算输出负载时(S334),根据所求出的负载来判断是否能够进行两相的电流检测(S335)。

[0238] 图56在矢量图中通过影线表示不能进行电流检测的周期。如果上述PWM输出负载的矢量处于阴影的范围内(例如,一相的负载处于100%附近、另一相的负载处于0%附近的情况),则判断为不能进行电流检测(S335:是),作为无法进行电流检测的载波周期(不能进行电流检测的周期)进行计数(S336)。接着,使用当前的推断角度θEst判断是否经过了电角一个周期(S337),当经过一个周期时(是),计算该一个周期内的电流检测率(S338)。

[0239] 电流检测率通过下式求出。

[0240] (电流检测率) = { (与一个电角周期相当的计数器值) - (不能进行检测的计数器值) } / (与一个电角周期相当的计数器值) (3)

[0241] 例如,如果电角频率为20Hz、PWM载波频率为4kHz,则与一个电角周期相当的计数器值成为“200”。如果在该电角周期内不能进行电流检测的周期为20次,则成为:

[0242] (电流检测率) = (200-20) / 200 = 0.9 = 90 (%)。

[0243] 之后,将不能进行检测的计数清零(S339)而结束计算处理。如果在步骤S337中未经过电角一个周期(否),则在该时刻结束处理。

[0244] 再次参照图54。在接着的步骤S332、S333中,将马达4的当前转速与转速阈值、或者马达输出电压与输出电压阈值进行比较,判定当前驱动中的马达4的转速区域(高速/中速/低速)。根据在矢量运算部30中运算的α轴输出电压Vα以及β轴输出电压Vβ,如以下那样计算马达4的输出电压Vm。

[0245] $V_m = \sqrt{(V_\alpha^2 + V_\beta^2)} \dots \dots (4)$

[0246] 低速区域例如是最小转速附近的转速区域,高速区域例如是过调制控制变得有效的转速区域。并且,中速区域是处于高速区域与低速区域之间的速度区域。

[0247] 图57是对低速区域的检测方式进行选择的处理的流程图。首先,将第1检测方式的电流检测率与阈值X3进行比较(S340),如果电流检测率较高(大于阈值)则选择第1检测方

式(S344),如果电流检测率较低(阈值以下)则将第1检测方式的电流检测率与阈值X4进行比较(S341)。如果电流检测率较高(大于阈值)则选择第3检测方式(两相+三相调制)(S343),如果电流检测率较低(阈值以下)则选择第2检测方式(新三相调制)(S342)。

[0248] 在低速区域中,第1检测方式的电流检测率处于降低的趋势,但为了降低消耗电力而优选采用第1检测方式。因此,当第1检测方式的电流检测率成为阈值X3以下时,选择第3检测方式而实现电流检测率的提高。进而,当第3检测方式的电流检测率成为阈值X4以下时,选择第2检测方式而再次实现电流检测率的提高。

[0249] 图58是对中速区域的检测方式进行选择的处理的流程图。首先,在速度变动检测部37中,对马达4的机械角旋转一周期间的当前推断速度 ω_{Est} 的最大值与最小值进行检测,求出其差并设为速度变动幅度(S345)。接着,使用从上位的控制装置输入的目标速度 ω_{Ref} 来判定马达4的速度指令是否变化(S346)。如果速度指令为一定则转移到步骤S347,如果速度指令变化则转移到步骤S349。

[0250] 在步骤S347中,将上述速度变动幅度与变动幅度阈值进行比较。如果速度变动幅度较小(阈值以下)则切换成矩形波驱动(S348),如果速度变动幅度较大(大于阈值)则转移到步骤S349。在步骤S349中,将第1检测方式的电流检测率与阈值X2进行比较,如果电流检测率较高(大于阈值)则选择第1检测方式(S351)。另一方面,如果电流检测率较低(阈值以下)则选择第4检测方式(新两相调制)(S350)。

[0251] 在中速区域中,与低速区域相比较,调制率更高且电流检测率也更高,因此,重视消耗电力的降低而采用第1检测方式,但是当在马达负载变小的情况下等电流检测率成为阈值X2以下时,选择第4检测方式而实现电流检测率的提高。此外,如果速度指令为一定且速度变动幅度为阈值以下,则切换成矩形波驱动而实现消耗电力的进一步降低。

[0252] 图59是对高速区域的检测方式进行选择的处理的流程图。在步骤S353中将第1检测方式的电流检测率与阈值X1进行比较,如果电流检测率较高(大于阈值)则选择第1检测方式(S355),如果电流检测率较低(阈值以下)则选择第3检测方式(S354)。在过调制控制变得有效的高速区域中,第1检测方式的电流检测率降低而控制性恶化。因此,当第1检测方式的电流检测率成为阈值X1以下时,选择第3检测方式而实现电流检测率的提高。

[0253] 此处,在图60至图63中表示在步骤S348中选择的矩形波驱动方式下的PWM信号波形以及输出电压波形,图60以及图61表示120°通电方式的情况,图62以及图63表示150°通电方式的情况。在图60以及图62中,各相上侧的波形表示上侧支路的接通区间,下侧的波形表示下侧支路的接通区间。在各相的无通电区间中出现马达4的感应电压,因此在此通过检测感应电压的零交叉点能够检测到转子位置。通过如此地选择矩形波驱动方式,能够进一步降低开关损失。

[0254] 图64是概要地表示空调运转中的调制方式的切换处理的流程图。在步骤S361中,如果当前执行中的检测方式为第1检测方式,则转移到步骤S362,将产生PWM中断的周期设为按照与载波周期相同的一个周期。并且,通过第1检测方式取得电流数据而进行矢量控制处理,生成并输出两相PWM信号模式(S363)。

[0255] 此外,如果当前执行中的检测方式为第2~第4检测方式,则从步骤S361转移到S364,将产生PWM中断的周期设为按照载波周期的半个周期。并且,通过第2~第4检测方式取得电流数据而进行矢量控制处理,生成并输出三相PWM信号模式(S365)。

[0256] 此外,如果当前执行中的检测方式为矩形波驱动控制,则从步骤S361转移到S366,将产生PWM中断的周期设为按照与载波周期相同的一个周期。并且,通过与矩形波驱动相应的位置检测方式进行矩形波驱动控制处理,生成并输出两相PWM信号模式(S367)。另外,在矩形波驱动的情况下,无需为了进行位置检测而对两相的电流进行检测,但是为了进行过电流保护而仅对一相的电流进行检测。

[0257] 如以上那样,根据本实施方式,电流检测部27基于与逆变器23的直流侧连接的分流电阻24与电流值对应地产生的信号、以及PWM信号模式,对马达4的相电流Iu、Iv、Iw进行检测,矢量运算部30基于相电流来决定转子位置θ,并与PWM信号生成部32一起以跟踪转子位置θ的方式生成两相或者三相的PWM信号模式。此时,PWM信号生成部32对于三相的PWM信号模式,对于任一相以载波周期的谷值为基准而使负载向延迟侧、超前侧的双方向增减,对于另一相以上述谷值为基准而使负载向延迟侧、超前侧的一个方向增减,对于剩余的一相使负载向与上述方向相反的方向增减。

[0258] 此外,PWM信号生成部32为,以电流检测部27在PWM信号的载波周期内能够在固定或者可变的2个定时检测两相的电流的方式生成三相的PWM信号模式,或者,将三相全部从载波的中心对称输出,并生成在可变定时检测电流的两相的PWM信号模式。并且,检测方式选择部35为,使DUTY生成部31以及PWM信号生成部32,在马达4处于高速区域的情况下,根据电流检测率选择第1、第3检测方式,在马达4处于低速区域的情况下选择第1~第3检测方式的任一个。此外,在马达4处于中速区域的情况下选择第1、第4检测方式。由此,能够在根据马达4的转速区域维持所需要的电流检测率的同时,抑制开关损失并且实现控制精度的提高。

[0259] 此外,检测方式选择部35基于对PWM信号的占空比、载波周期内的能够进行电流检测的期间的长度进行参照的结果,选择电流检测方式。因而,能够基于中断处理时间、能够进行电流检测的期间的长度,妥当地进行PWM信号模式的切换。

[0260] 此外,在进行两相调制的情况下按照载波周期产生中断,在生成三相调制的情况下按照载波周期的1/2产生中断,因此,相对于以往普遍执行的第1检测方式,能够容易地导入在专利文献1中提示的第2检测方式。

[0261] 进而,对于具备具有压缩机2、室外侧热交换器9、减压装置8以及室内侧热交换器7的热泵系统1的空调机,将构成压缩机2的马达4作为控制对象,因此能够提高热泵系统1以及空调机的运转效率。

[0262] (第2实施方式)

[0263] 图65是表示第2实施方式的与图59相当的图,对于与第1实施方式相同的部分标注相同的符号而省略说明,对不同的部分进行说明。在第2实施方式的高速区域的检测方式的选择处理中,在步骤S353、S354之间插入有步骤S356、S357。当在步骤S353中判断为“阈值以下”时,将电流检测率与阈值X1'(<X1)进行比较(S356)。并且,当电流检测率成为阈值X1'以下时,对PWM信号生成部32的PWM频率进行变更以使其更高(例如从4.5kHz向5kHz)(S357),之后执行第3检测方式(S354)。

[0264] 如以上那样,根据第2实施方式,在马达4处于高速旋转区域时,当判断为电流检测率成为阈值X1'以下时,对载波周期进行调整以使其变得更短,因此能够提高控制性。

[0265] (第3实施方式)

[0266] 图66以及图67为第3实施方式,图66是与图52相当的图。如图66所示,在第3实施方式中,在图52所示的流程图中追加步骤S320、S325a、S326a,被变更执行步骤S326的部位。即,当执行步骤S325时,将标记M_Int_flg设置为“1”(S325a)。上述标记表示在载波的半个周期内步骤S321~S325的处理已经执行完毕。

[0267] 并且,在开头的步骤S320中,判断是否为标记M_Int_flg=1(设置),如果为“0(复位)”(否),则执行步骤S326,将标记M_Int_flg设为“0”(S326a)。当执行了步骤S325a、S326a时,转移到步骤S327。即,在第3实施方式中,在执行三相调制时的PWM中断处理中,在周期的前半部分执行步骤S320~S325a、S327~S329,在周期的后半部分执行步骤S320、S326、S326a、S327~S329。

[0268] 由此,图66所示的中断处理时间(1)、(3)与根据图52进行处理的情况(与图8所示的情形对应)相比较均短若干。在载波周期的后半部分,由于也执行室外机的风扇马达控制处理(5),因此通过如上述那样分割中断处理,由此能够使周期的后半部分的处理时间具有余量。另外,按照前半部分和后半部分进行分割的处理,并不限于上述例子,只要适当设定即可。

[0269] (第4实施方式)

[0270] 图68至图70是第4实施方式。在图68的步骤S371中,判断执行中的调制方式是两相调制、三相调制中的哪个,但是无论在哪个情况下都按照载波周期的半个周期产生中断(S372、S374)。并且,在两相调制中,通过对应的第1或者第4检测方式取得电流数据而进行矢量控制处理,生成并输出两相PWM信号模式(S373)。此外,在三相调制中,通过对应的第2或者第3检测方式取得电流数据而进行矢量控制处理,生成并输出三相PWM信号模式(S375)。

[0271] 图69是与图52相当的图,但是通过在步骤S326、S327之间追加步骤S326b、S326c,由此成为在两相调制、三相调制中共通的处理。即,当执行步骤S326时,判断执行中的调制方式为两相、三相中的哪个(S326b),如果为三相调制(否)则转移到步骤S327。另一方面,如果为两相调制(是),则将在步骤S326中求出的三相的PWM负载转换成两相的PWM负载(S326c),而转移到步骤S327。

[0272] 图70是对步骤S326c的处理内容进行说明的图。三相的PWM负载如图70中的(a)所示那样得到。在这些当中,将最小的负载设定为MINduty(在该例子中为U相)。并且,将从其他相(V、W)的负载减去(MINduty+τ)而得到的负载设为两相PWM负载。此处,τ是与空载时间相当的时间,但是对于U相而言负载当然为零。因而,在该情况下,成为基于V、W相的两相调制。通过以这样的方式将三相调制方式的PWM模式转换成两相调制方式的模式,由此在两相调制方式的情况下也能够与三相调制方式相同,在固定的2个定时检测两相的电流。

[0273] 如以上那样,根据第4实施方式,在两相调制、三相调制的任一个的情况下,都按照载波周期的半个周期产生PWM中断而进行处理。即,对于以往两相调制一般按照载波周期的一个周期进行中断处理,因此,如果对于已经进行的两相调制控制组合按照半个周期进行中断处理的新的三相调制,则在第1实施方式等情况下导入容易。

[0274] 另一方面,当假定以零基础来制作与上述组合的控制相对应的程序等时,与在两相调制以及三相调制中使PWM中断的产生模式变化的情况相比,可以说以在任一个中都共通的方式制作程序等的情况下效率更好。而且,DUTY生成部31为,在生成两相的PWM信号模

式时,生成三相的PWM信号模式,将这三相中负载最小的相的负载设定为零,将从其他两相的负载减去最小相的负载而得到的负载设为两相的PWM信号模式。由此,如图69所示,能够使在两相调制与三相调制中进行的中断处理尽量共通,而且,在任一个调制方式中都能够固定在2个定时检测到两相的电流。

[0275] (其他实施方式)

[0276] 第1～第3相与U、V、W相的对应关系是任意的。

[0277] 对于载波周期、PWM负载的最小宽度,只要根据独立的设计来适当变更即可。

[0278] 也可以与第2～第3实施方式相同地实施第4实施方式的方式。

[0279] 此外,第4实施方式并不限于在生成三相PWM模式之后转换成两相PWM模式,也可以从最初开始就生成图51所示那样的两相PWM模式。

[0280] 关于对各相负载脉冲的配置进行决定的方式,也可以应用专利文献1的第1～第3实施方式。

[0281] 关于消耗电力W,并不限于通过(1)式进行运算而求出,也可以直接计测电压以及电流而求出。

[0282] 也可以将三角波载波的峰值设为周期的中心。

[0283] 与电流检测率相关的阈值X1～X4的值也可以根据独立的产品而变更。

[0284] 也可以将图3以及图4所示的马达的起动、强制换流、无传感器驱动时的电流检测方式作为第1检测方式。

[0285] 并不限定于空调机,也不限于其他的热泵系统、热泵系统,只要是切换两相调制方式与三相调制方式来对马达进行驱动控制,就能够应用。

[0286] 对本发明的几个实施方式进行了说明,这些实施方式作为例子而提示的,并不意图对发明的范围进行限定。这些新的实施方式能够以其他的各种方式加以实施,在不脱离发明的主旨的范围内能够进行各种省略、置换、变更。这些实施方式及其变形包含于发明的范围及主旨中,并且包含于专利请求范围所记载的发明和与其等同的范围内。

[0287] 产业上的利用领域

[0288] 本发明的实施方式对于通过对由三相桥接的多个开关元件构成的逆变器进行PWM控制来对马达进行控制的控制装置、以及使用该马达控制装置而构成的空调机、热泵系统、切换两相调制方式与三相调制方式而对马达进行驱动控制的设备是有效的。

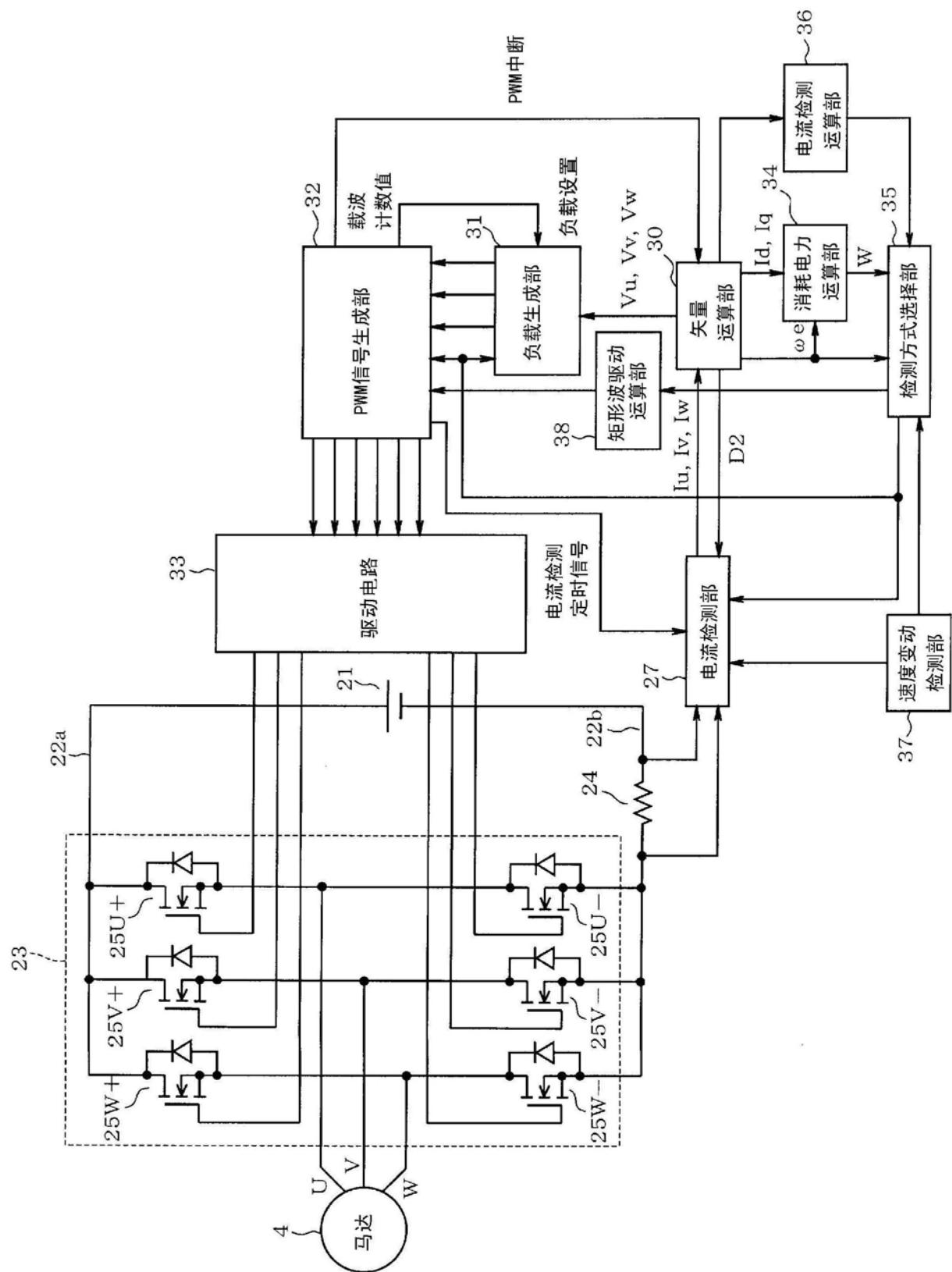


图1

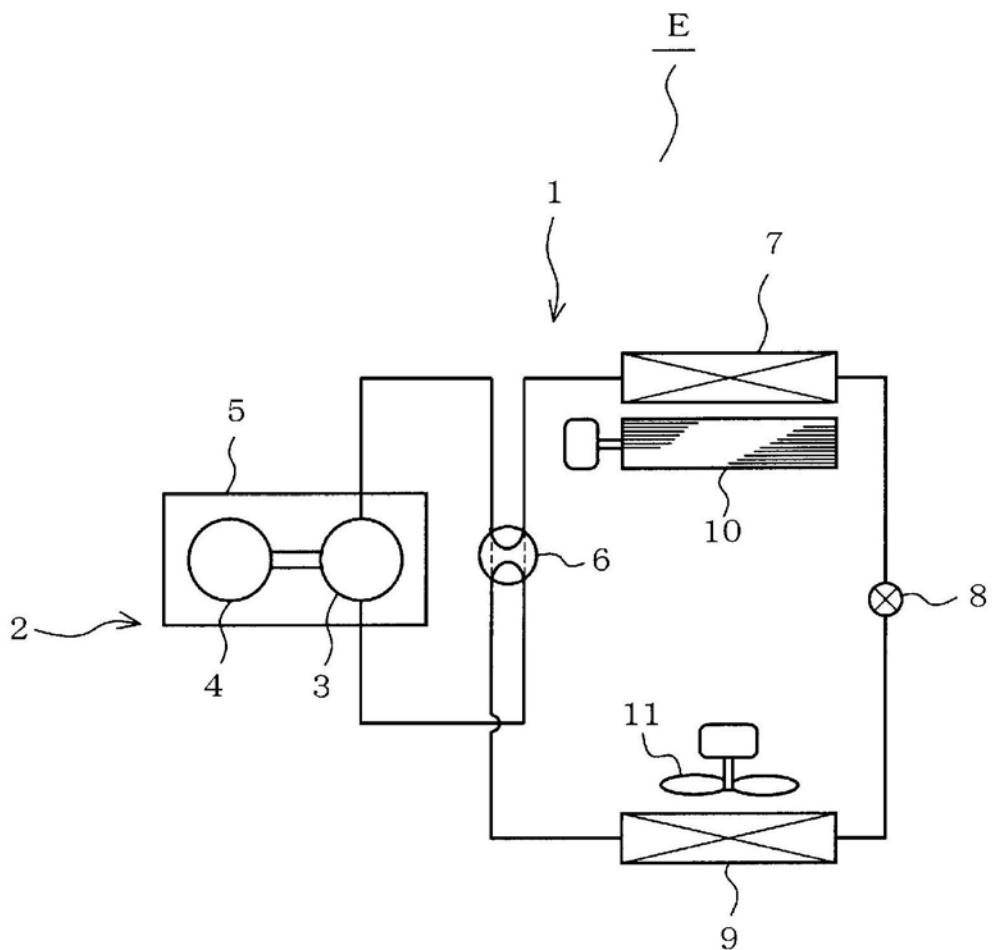


图2

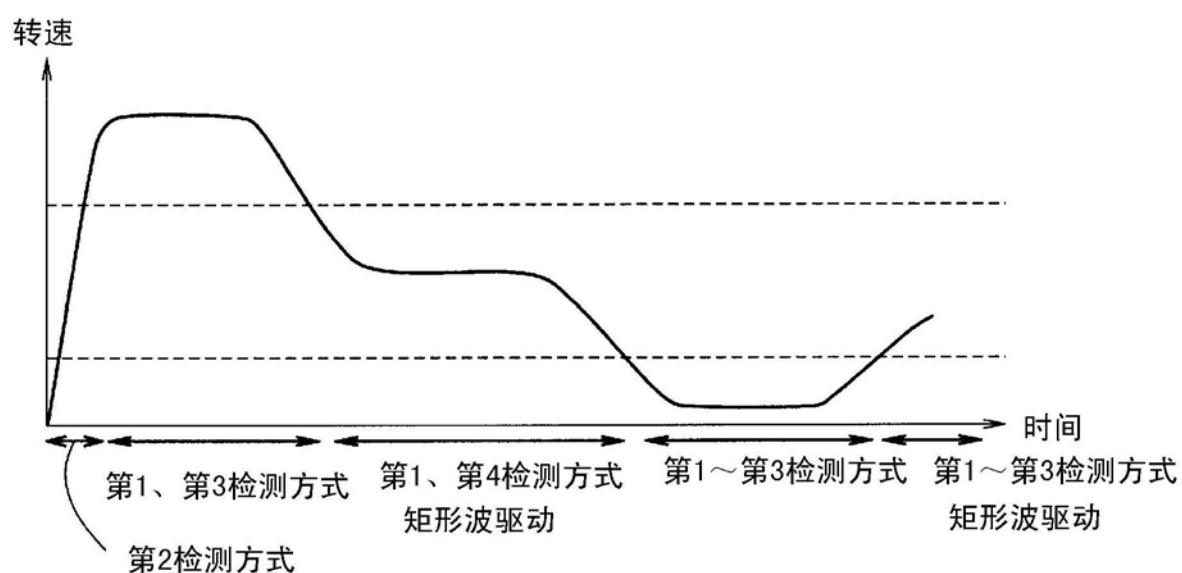


图3

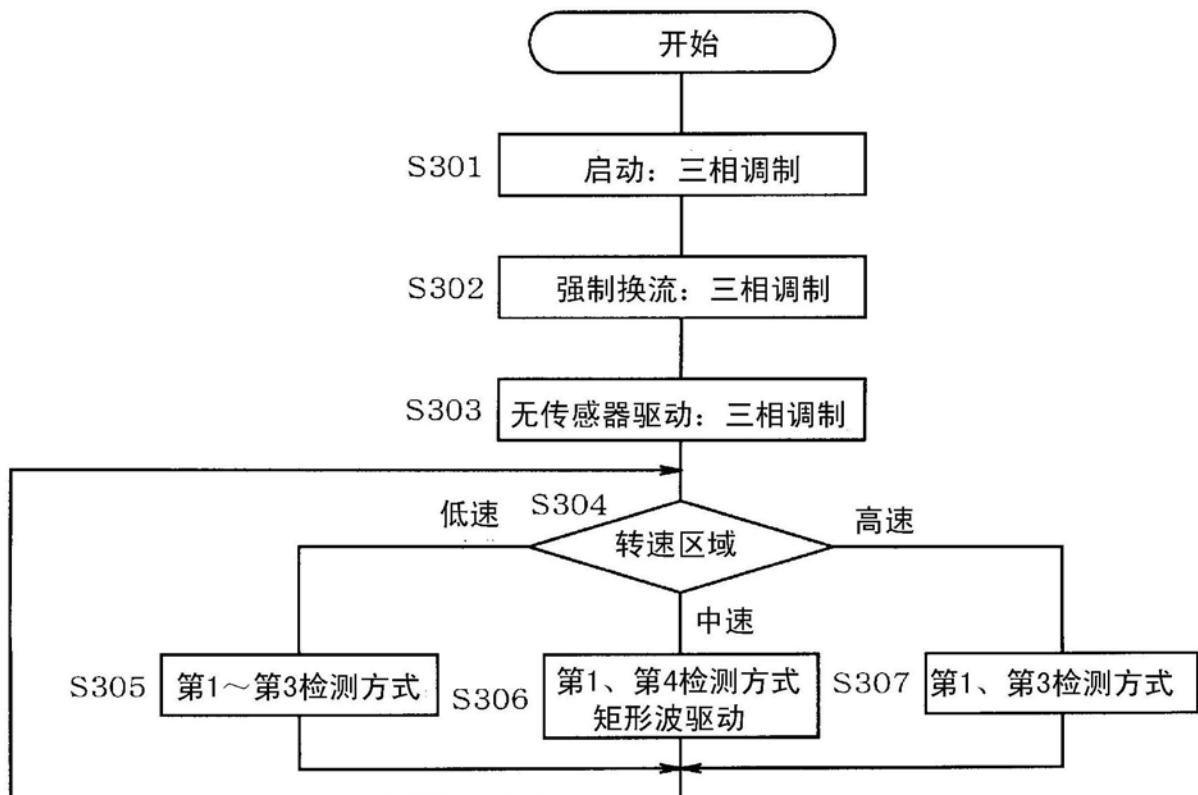


图4

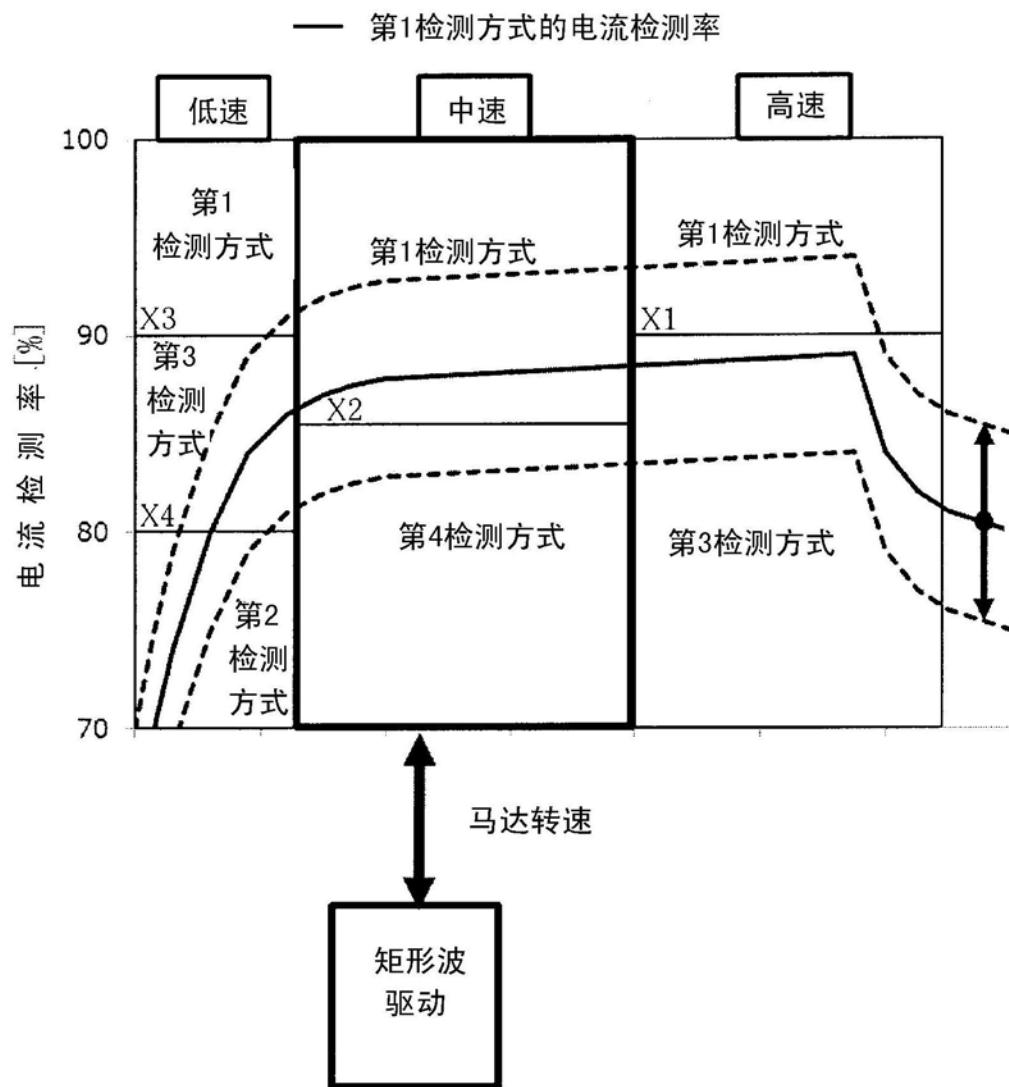


图5

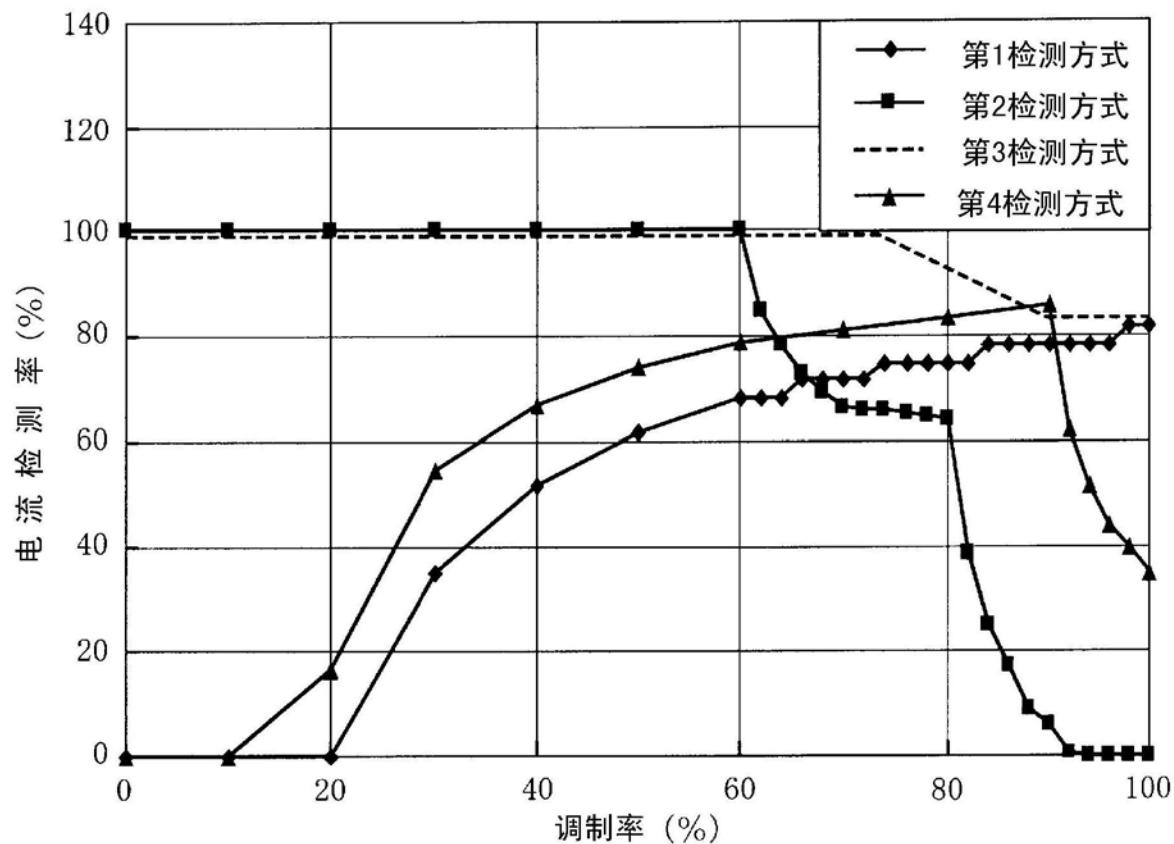


图6

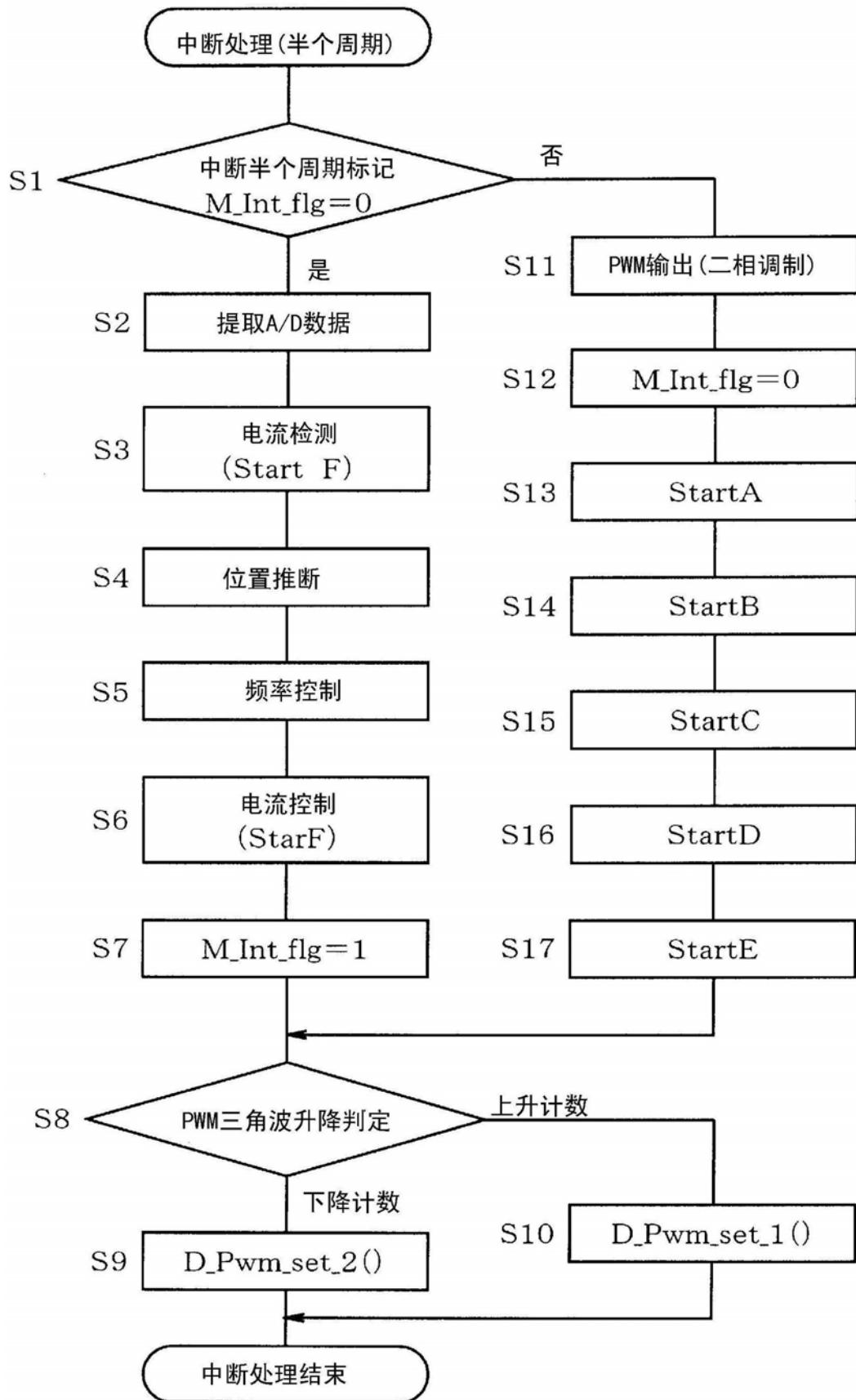


图7

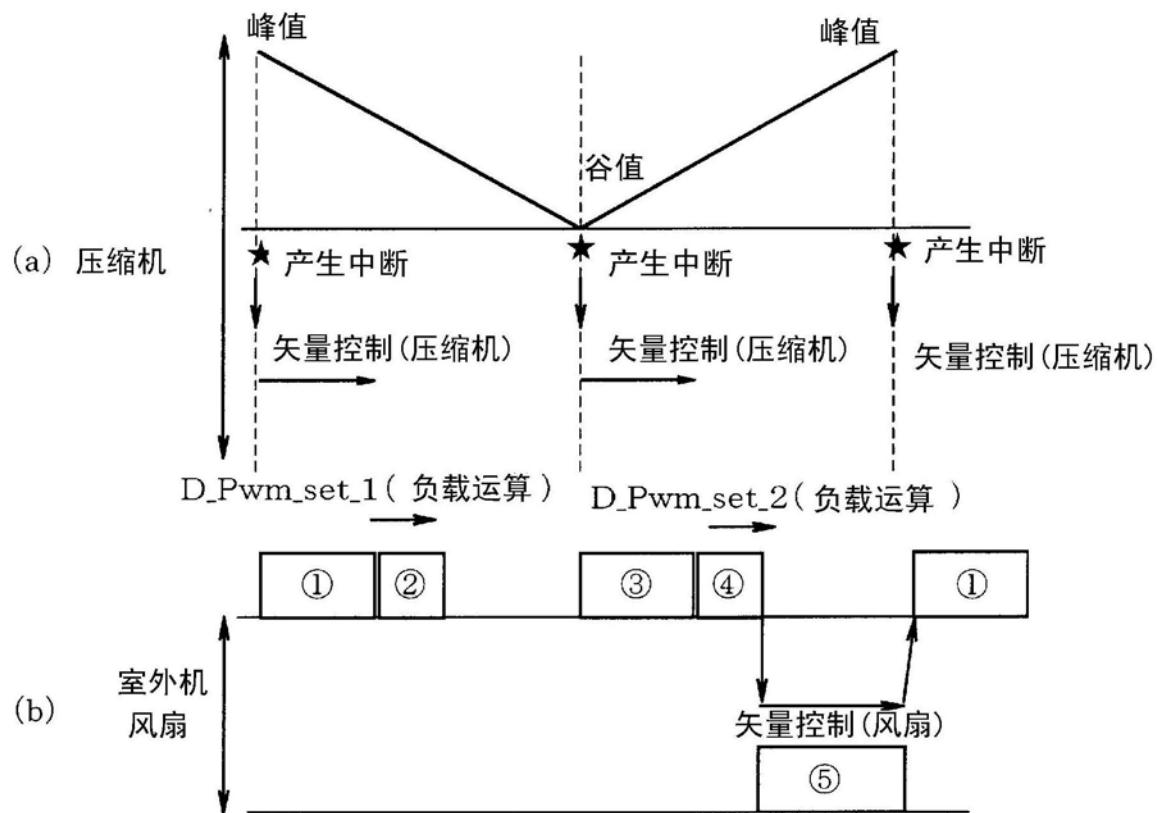


图8

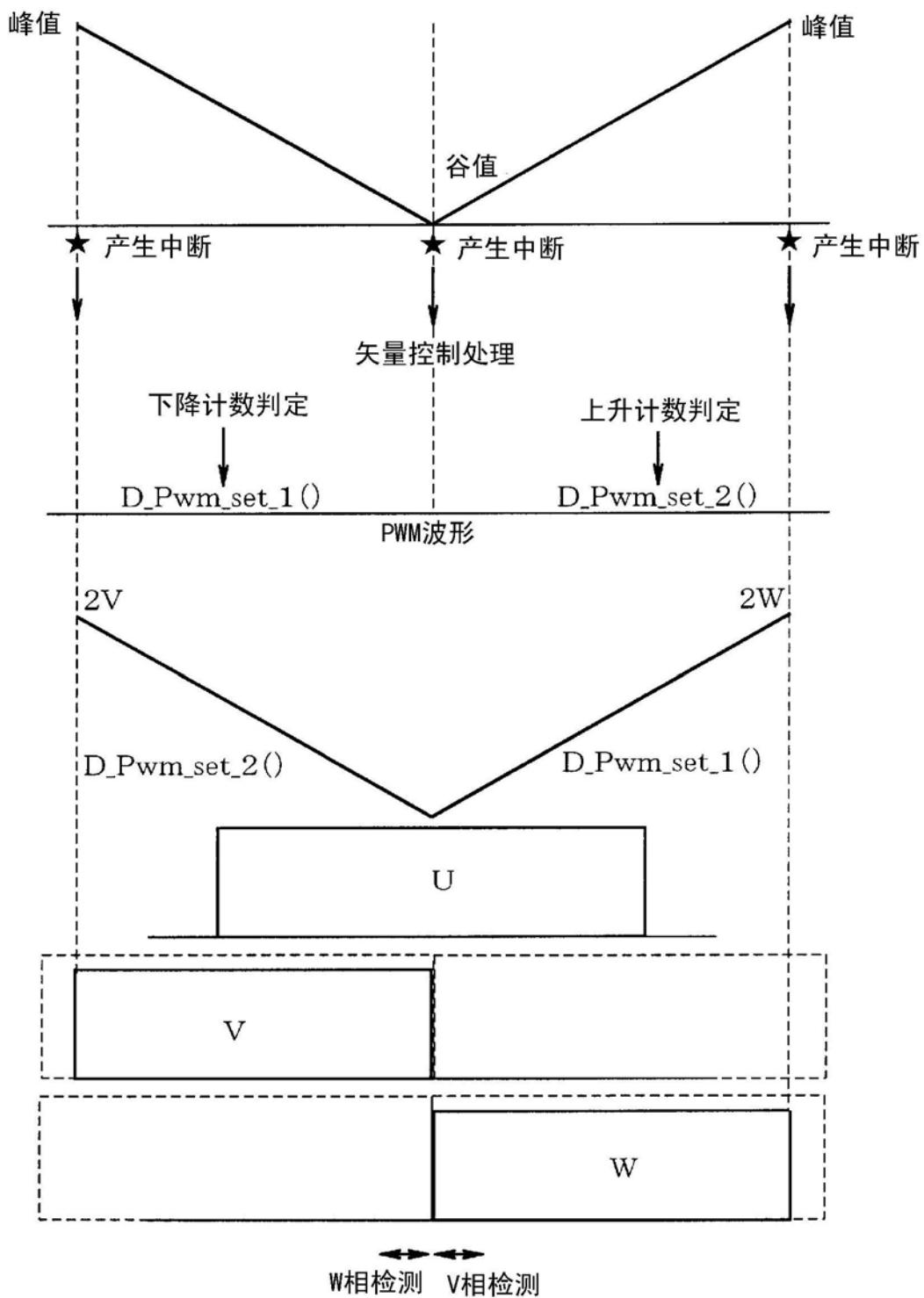


图9

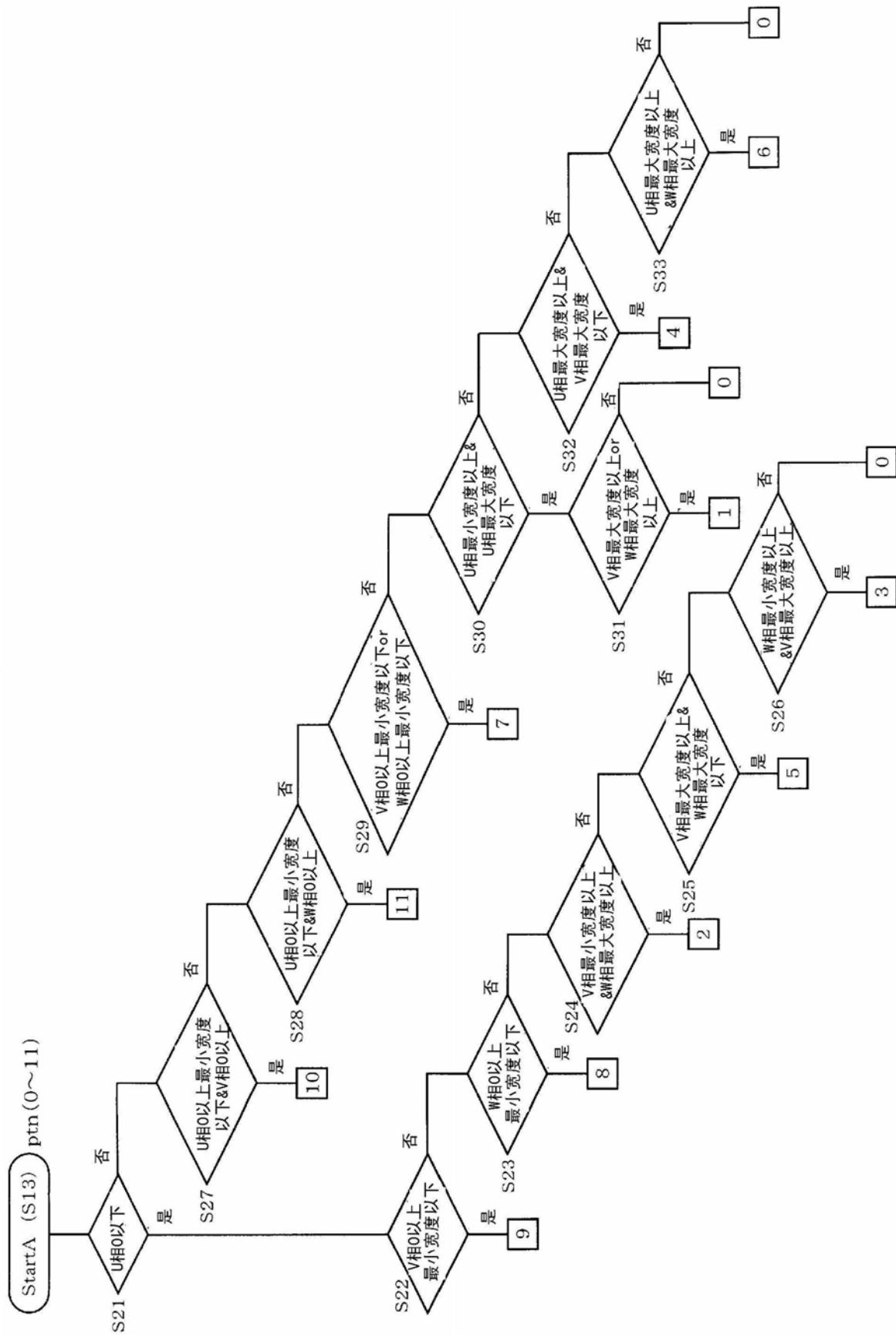


图10

ptn(0~11)

1 U相最小宽度以上&U相最大宽度以下&V相 最大宽度以上orW相最大宽度以上	2 U相0以下&V相最小宽度以上 &W相最大宽度以上	3 U相0以下&W相最小宽度以上 以上&V相最大宽度以上
4 U相最大宽度以上&V相 最大宽度以上	5 U相0以下&V相最大宽度 以上&W相最大宽度以上	6 U相最大宽度以上 &W相最大宽度以上
8 U相0以下&W相0以上 最小宽度以下	9 U相0以下&V相0以上 最小宽度以下	10 U相0以上最小宽度以下 V相0以上
11 U相0以上最小宽度以下 W相0以上		

图11

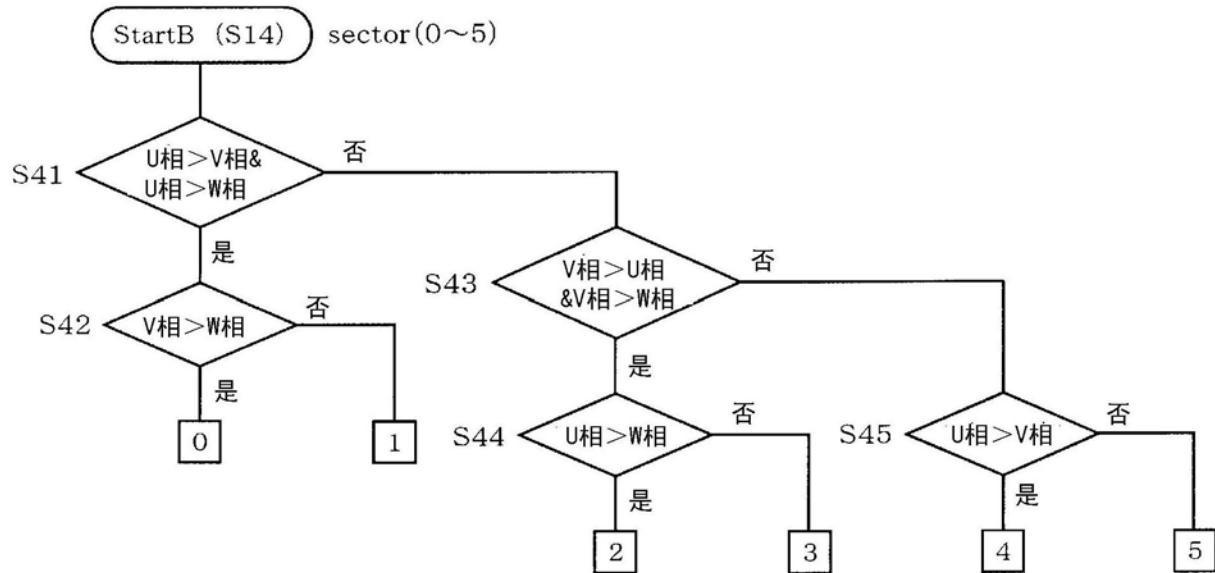


图12

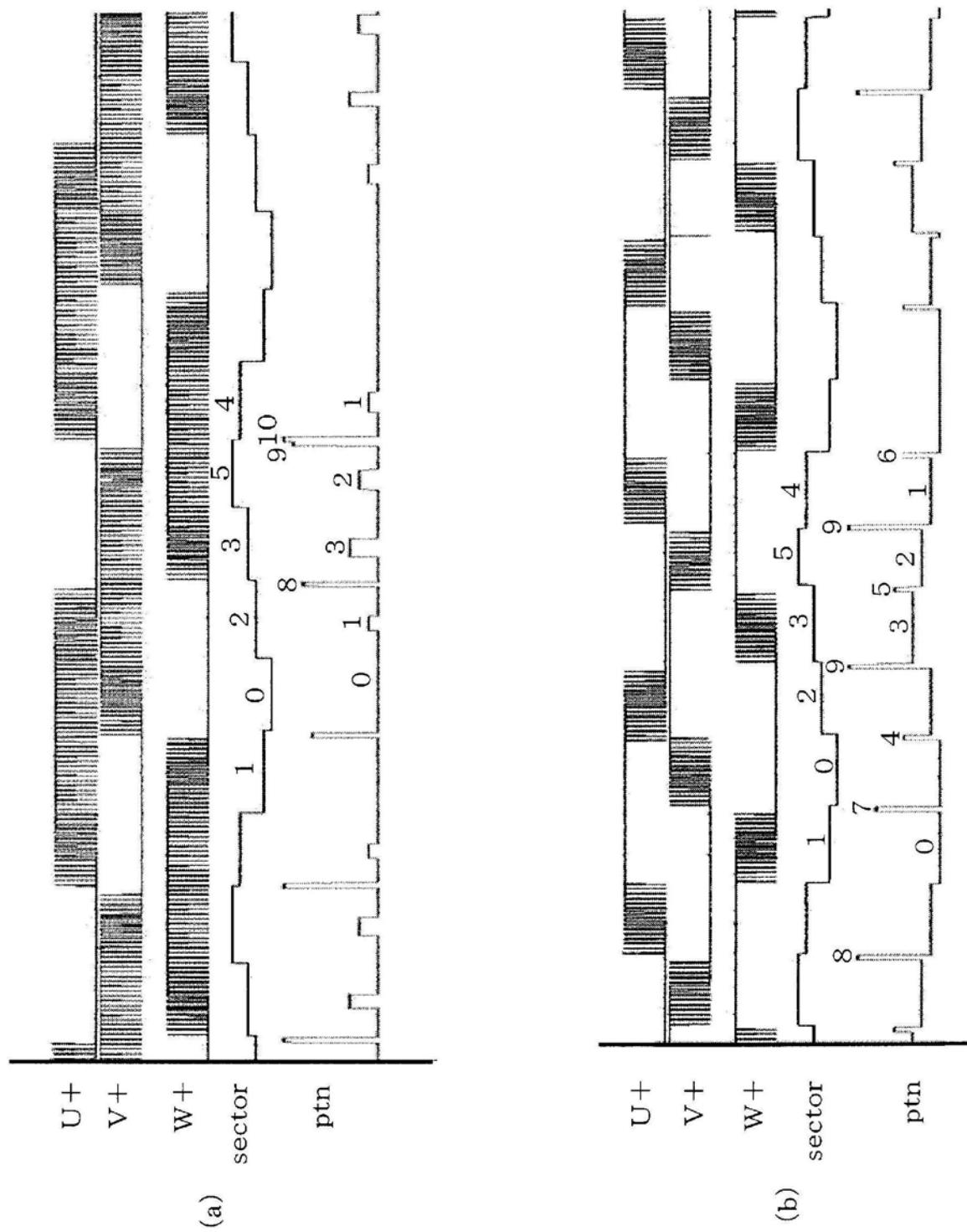


图13

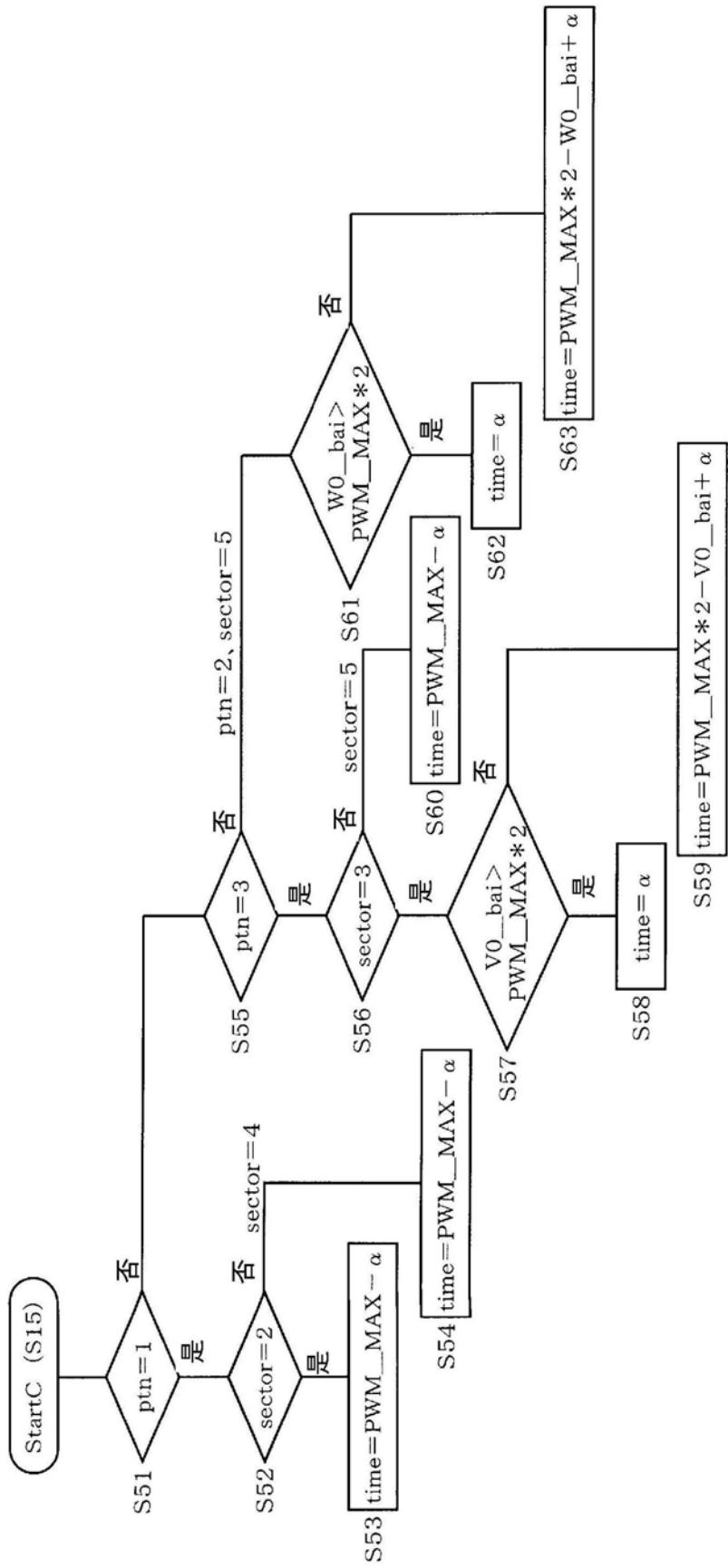


图 14

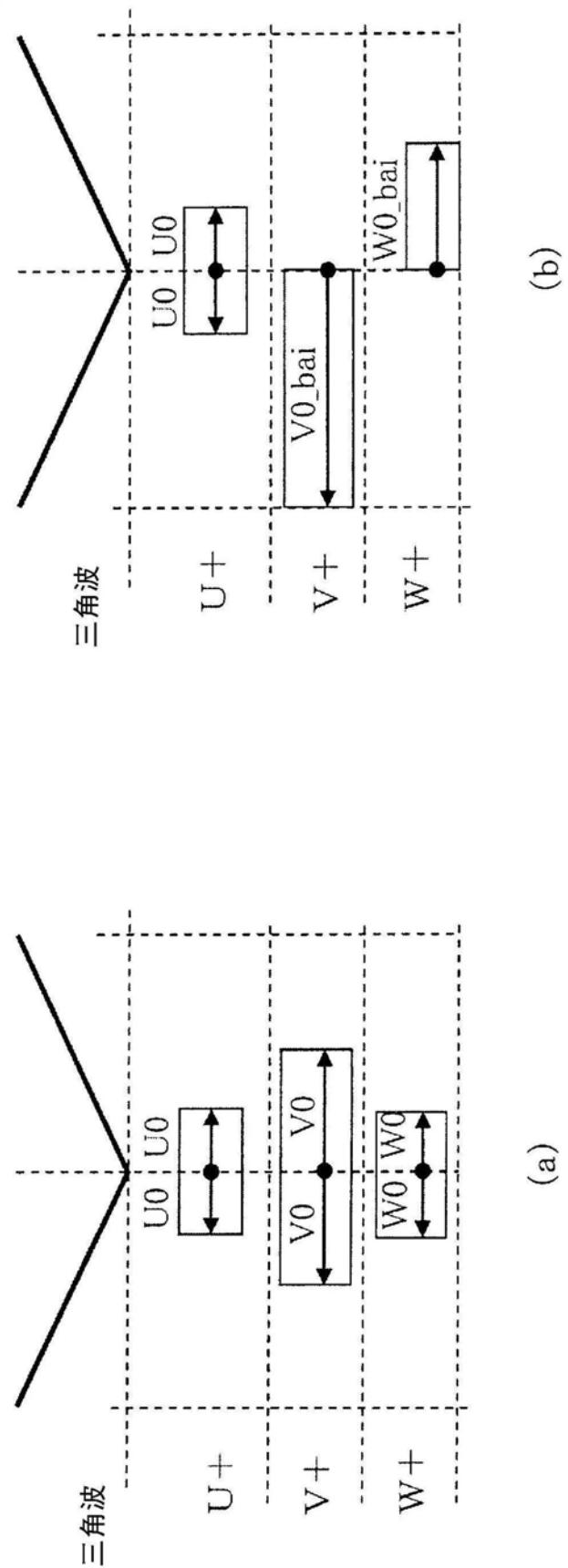


图15

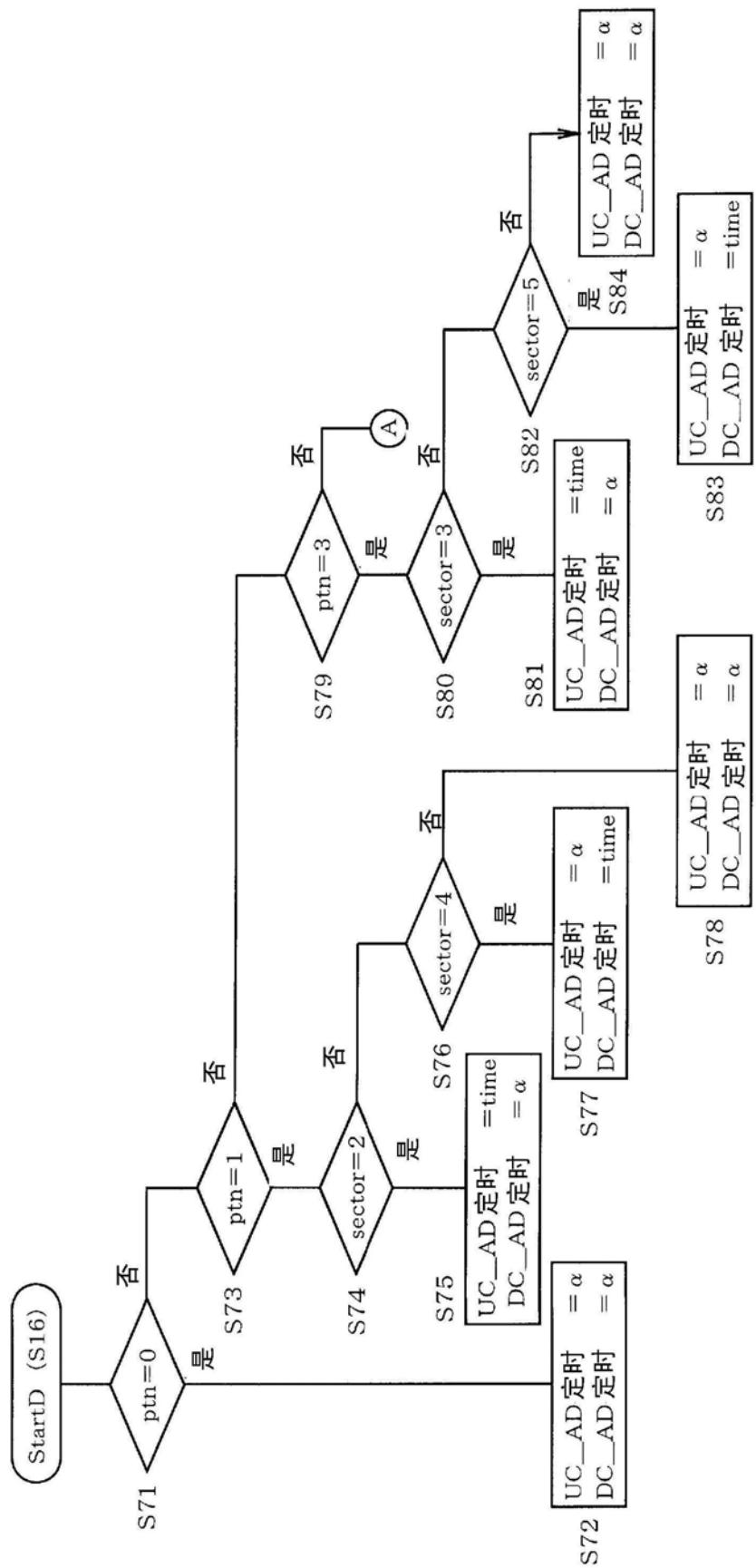


图16

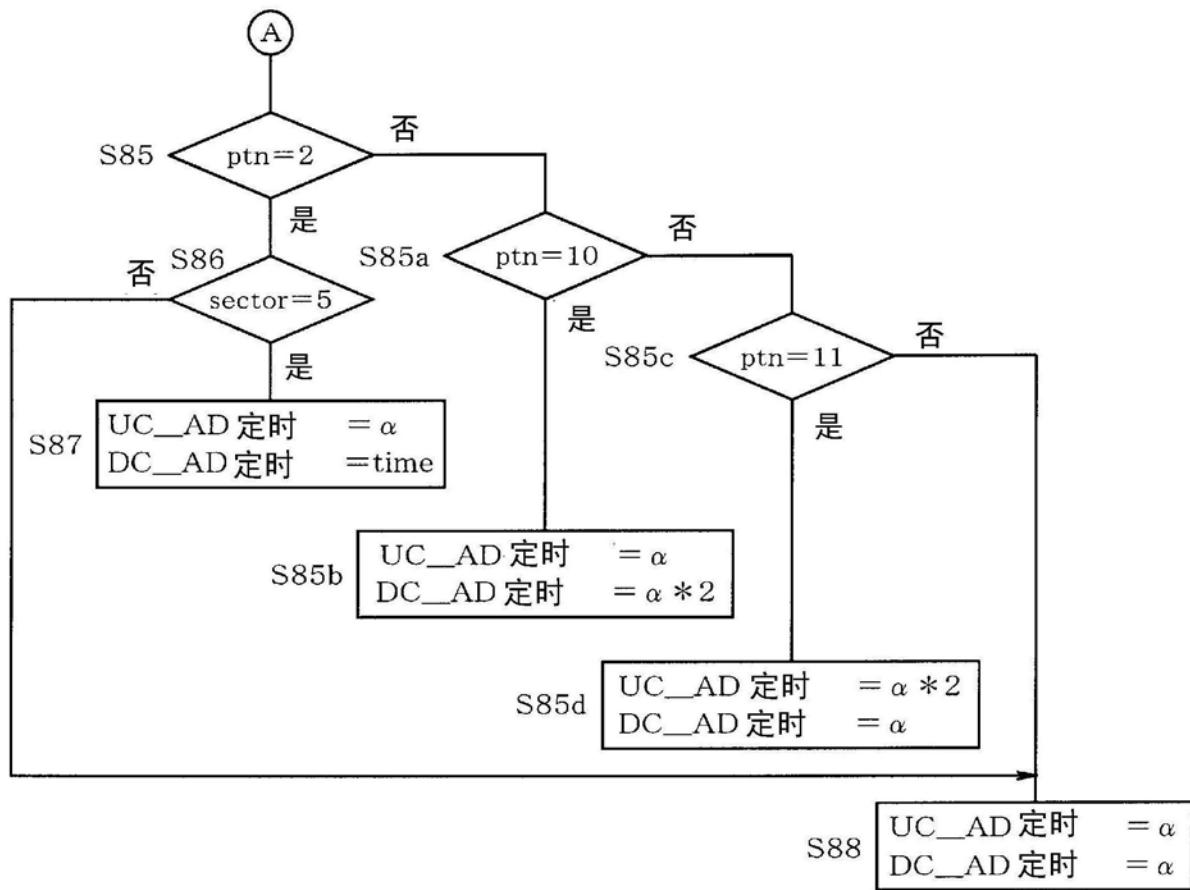


图17

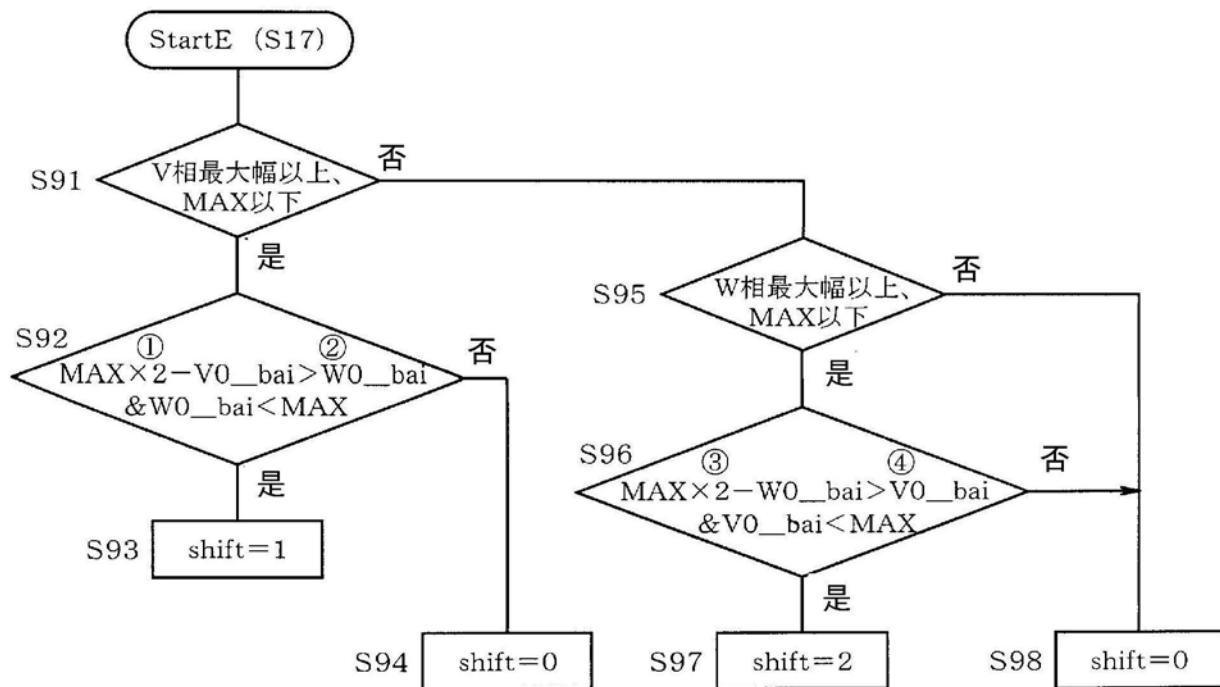


图18

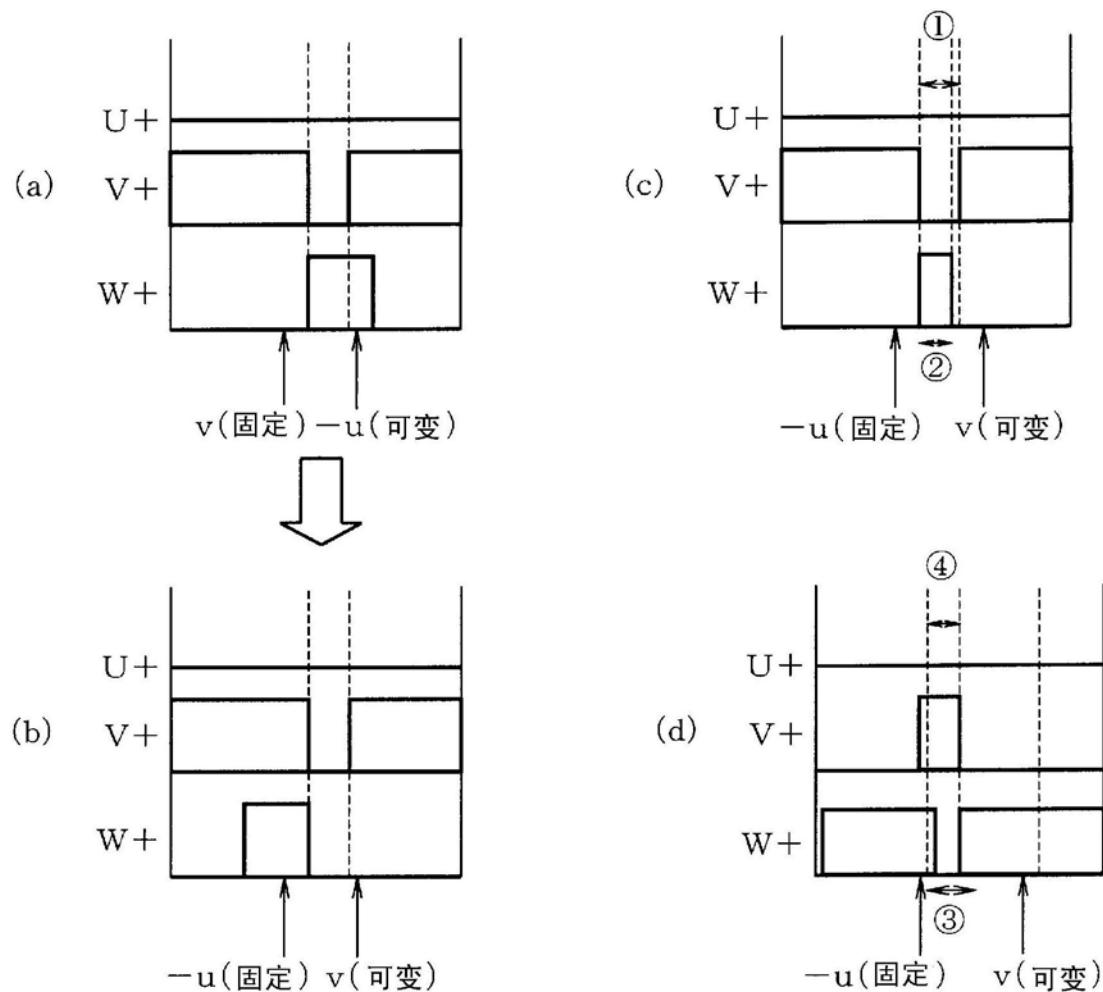


图19

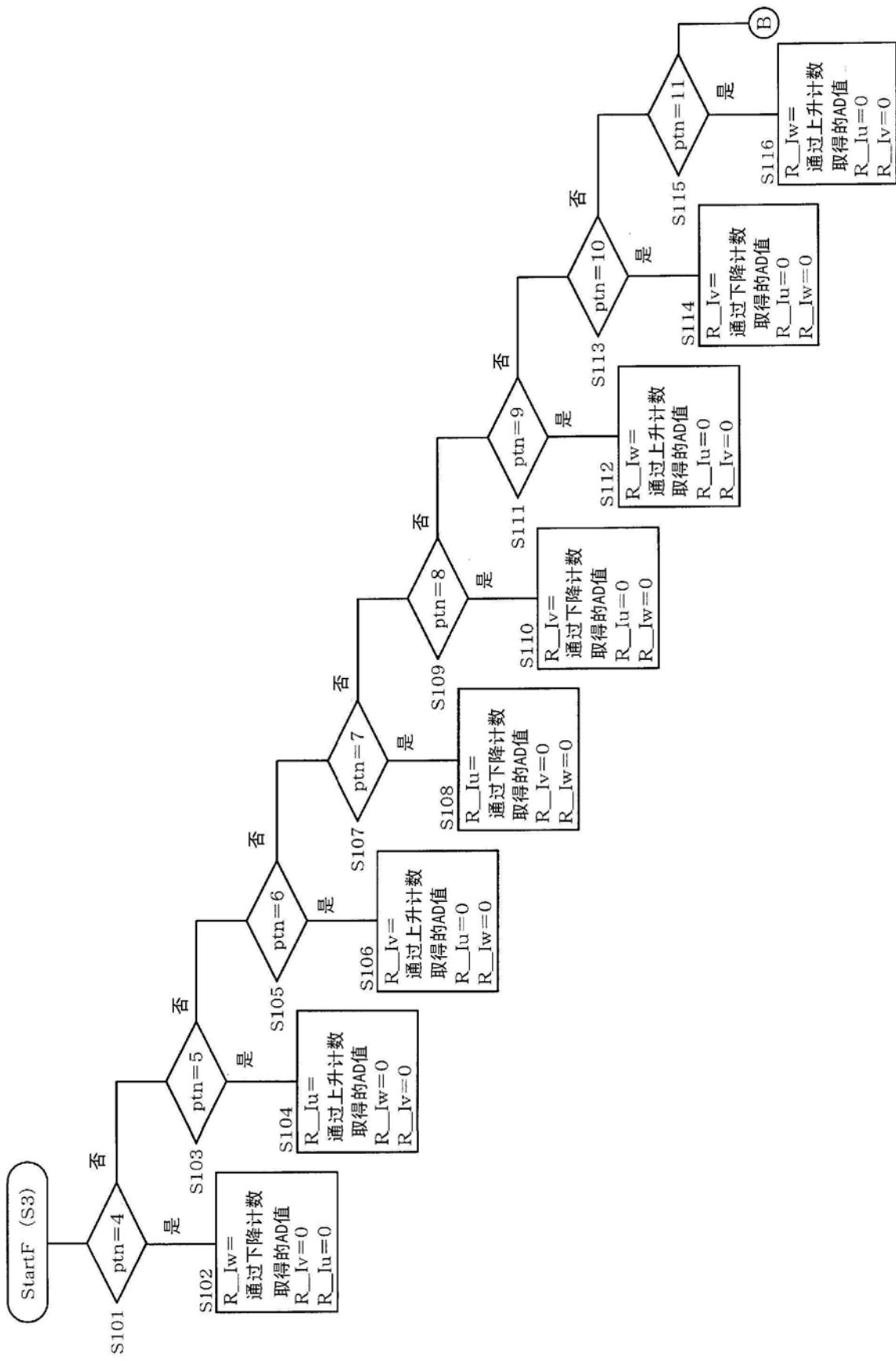


图 20

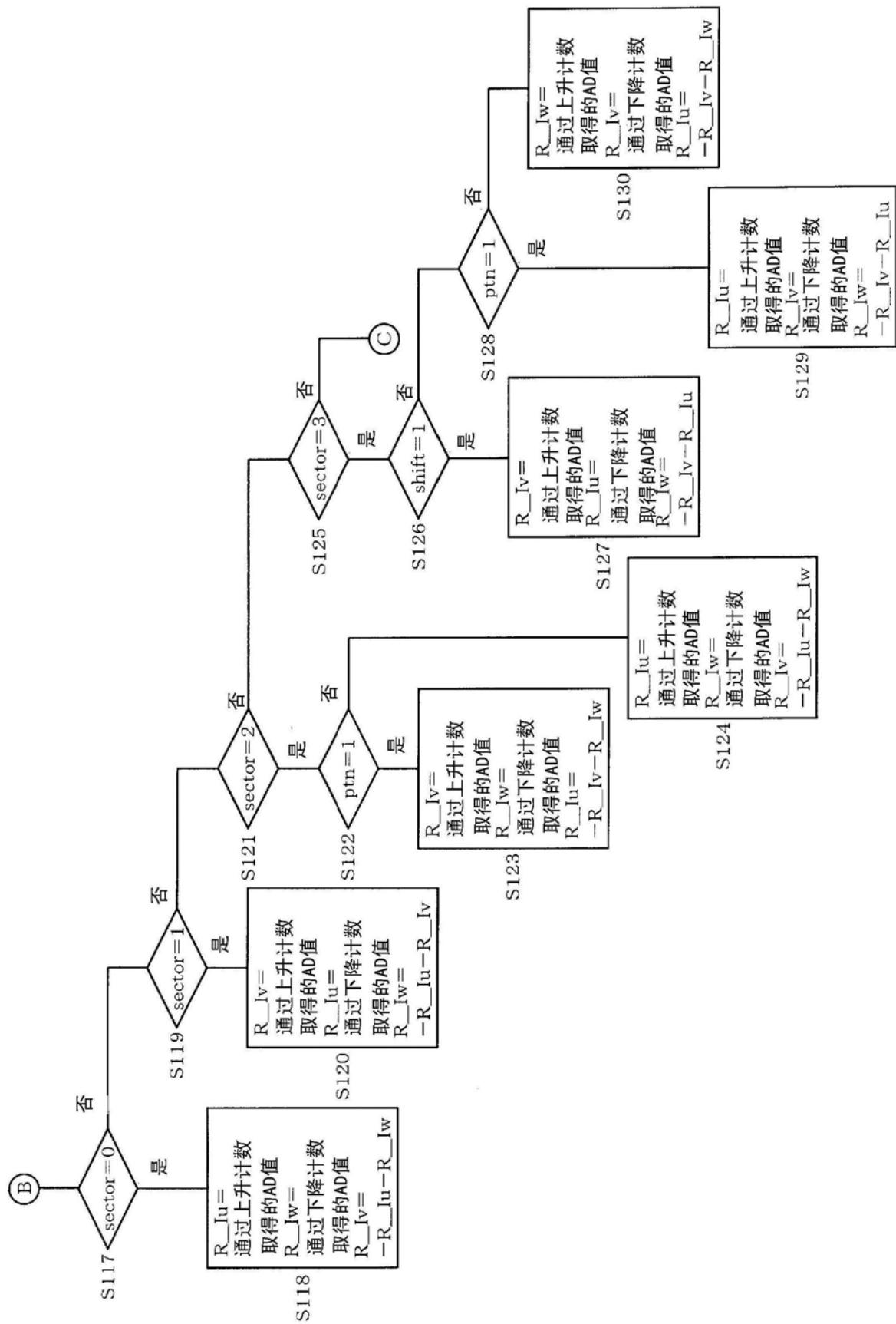


图 21

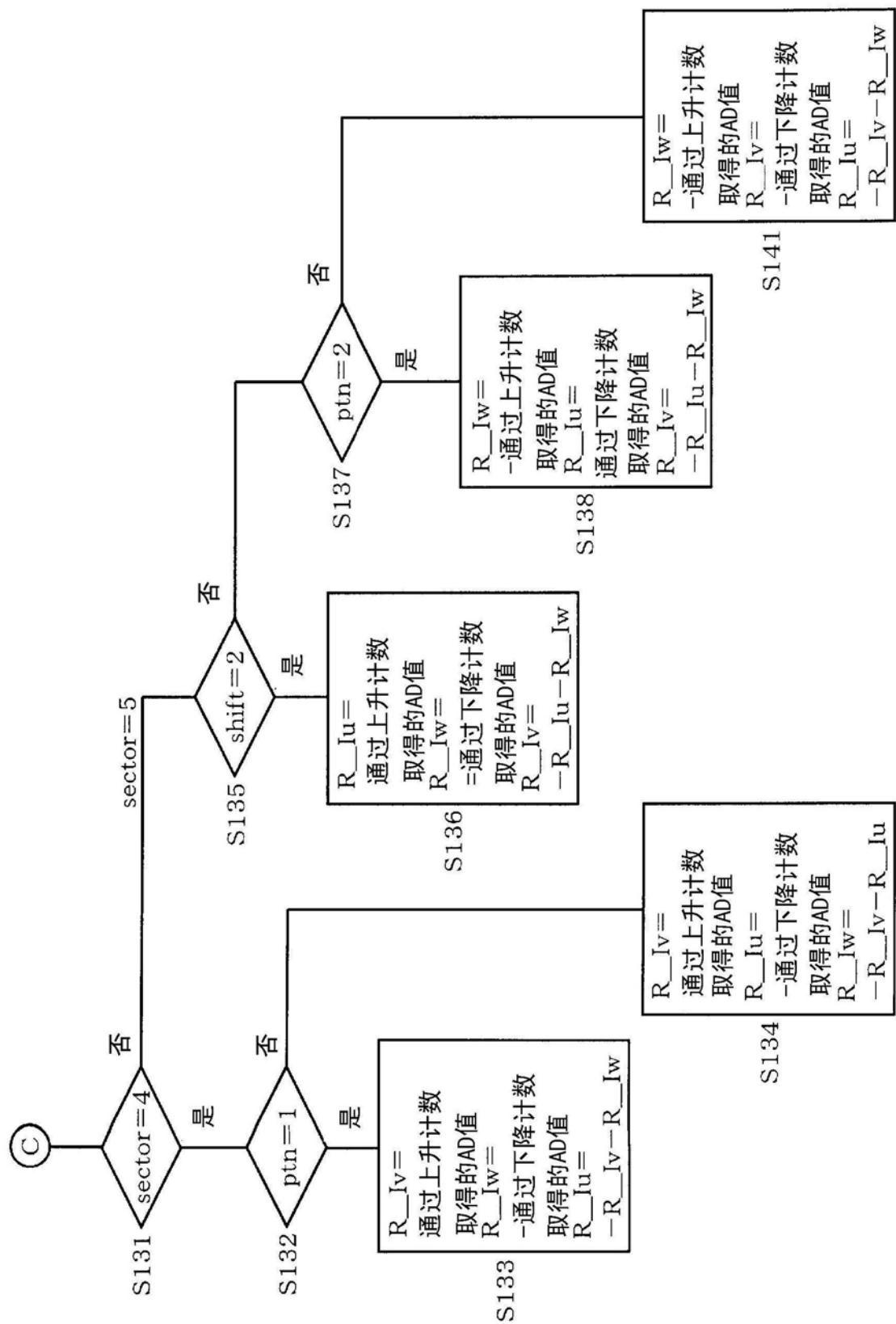


图22

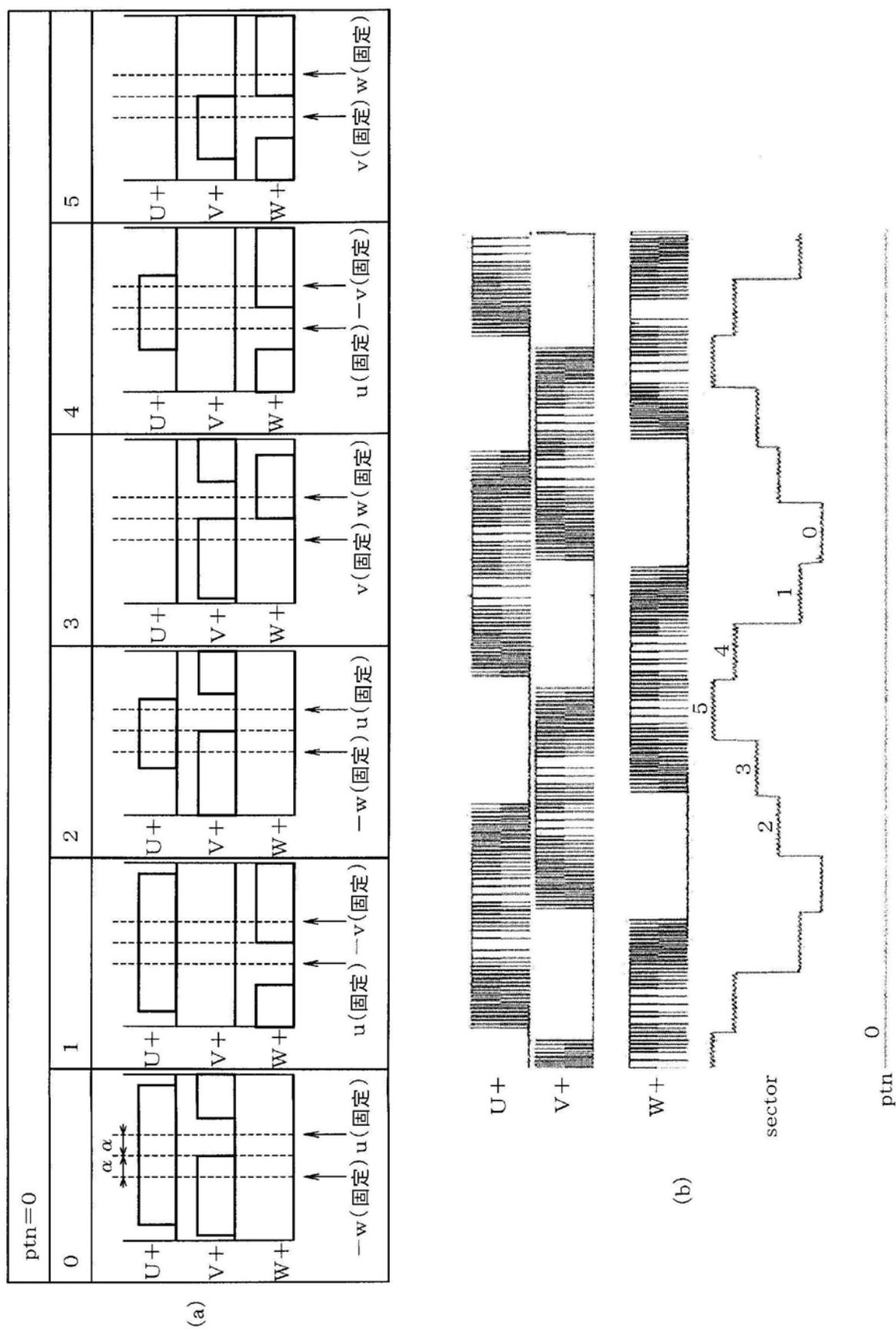
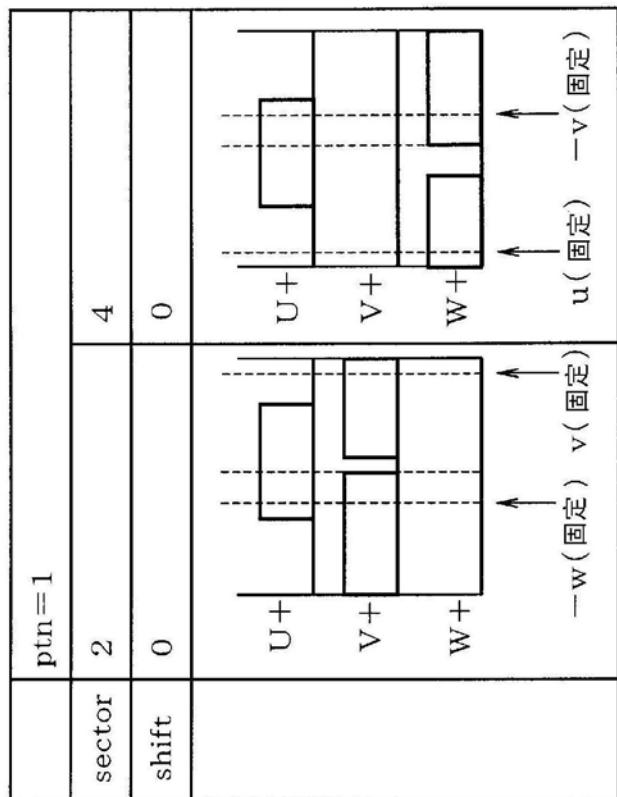


图23



(a)

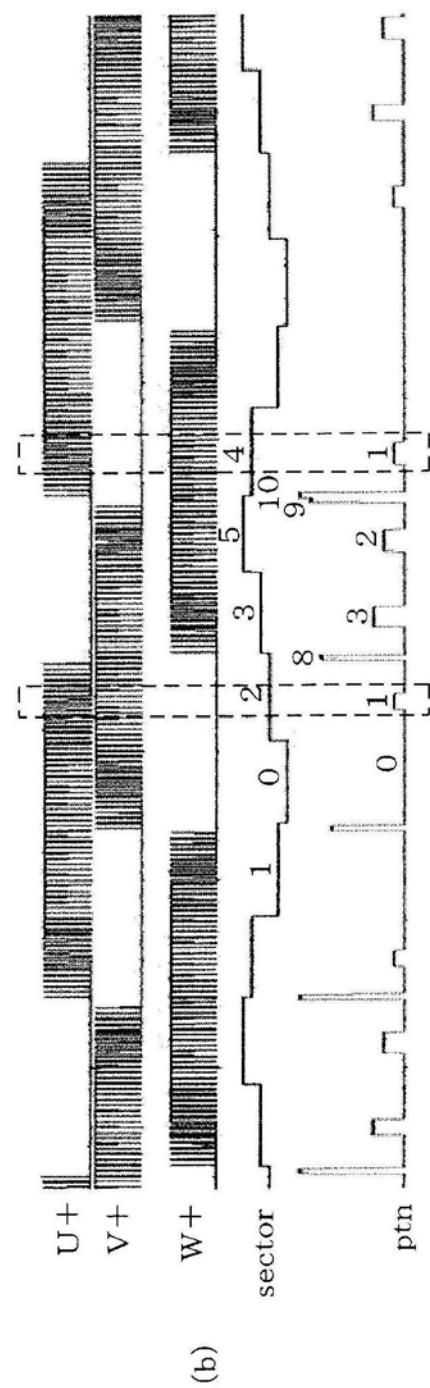


图24

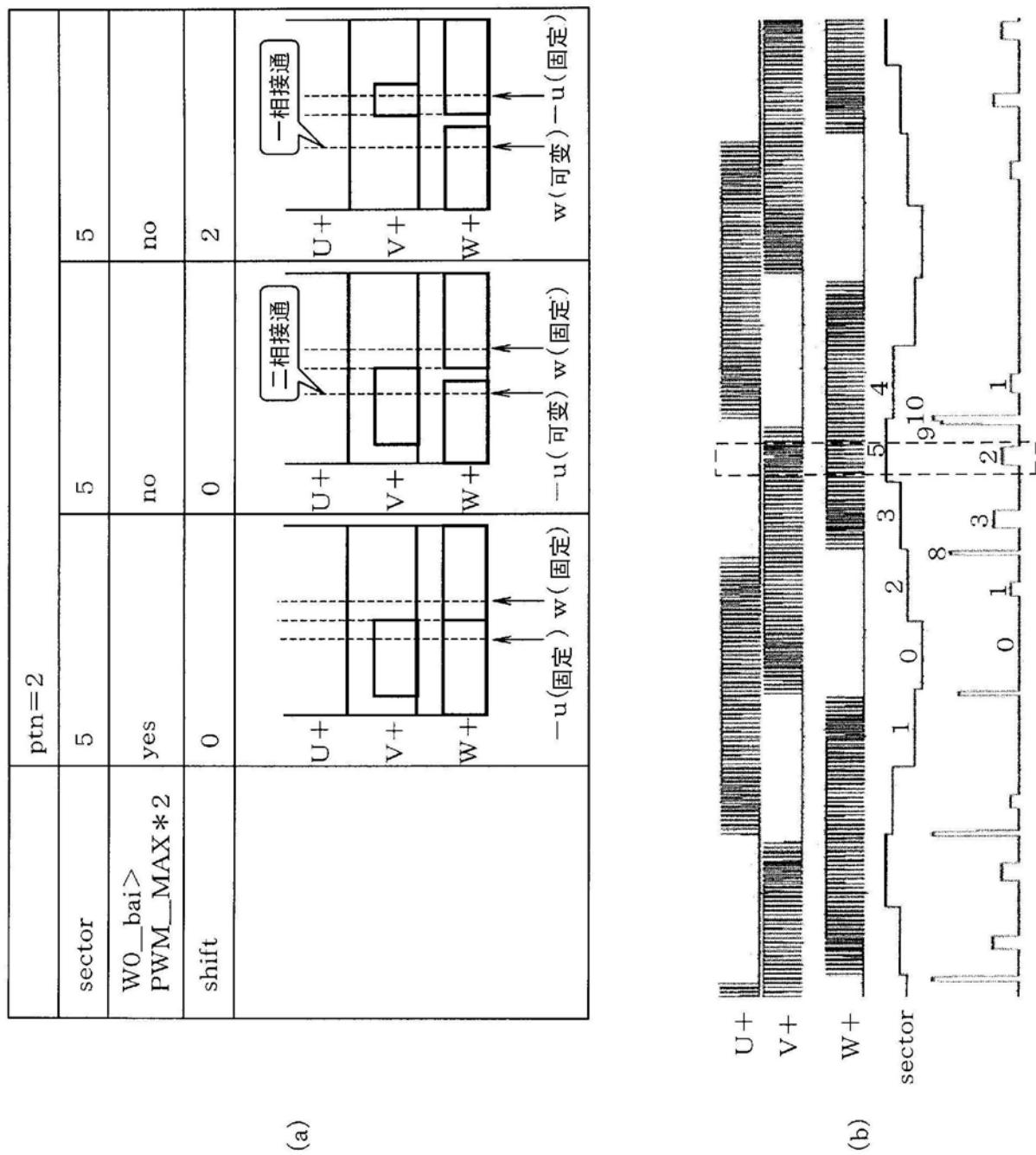


图25

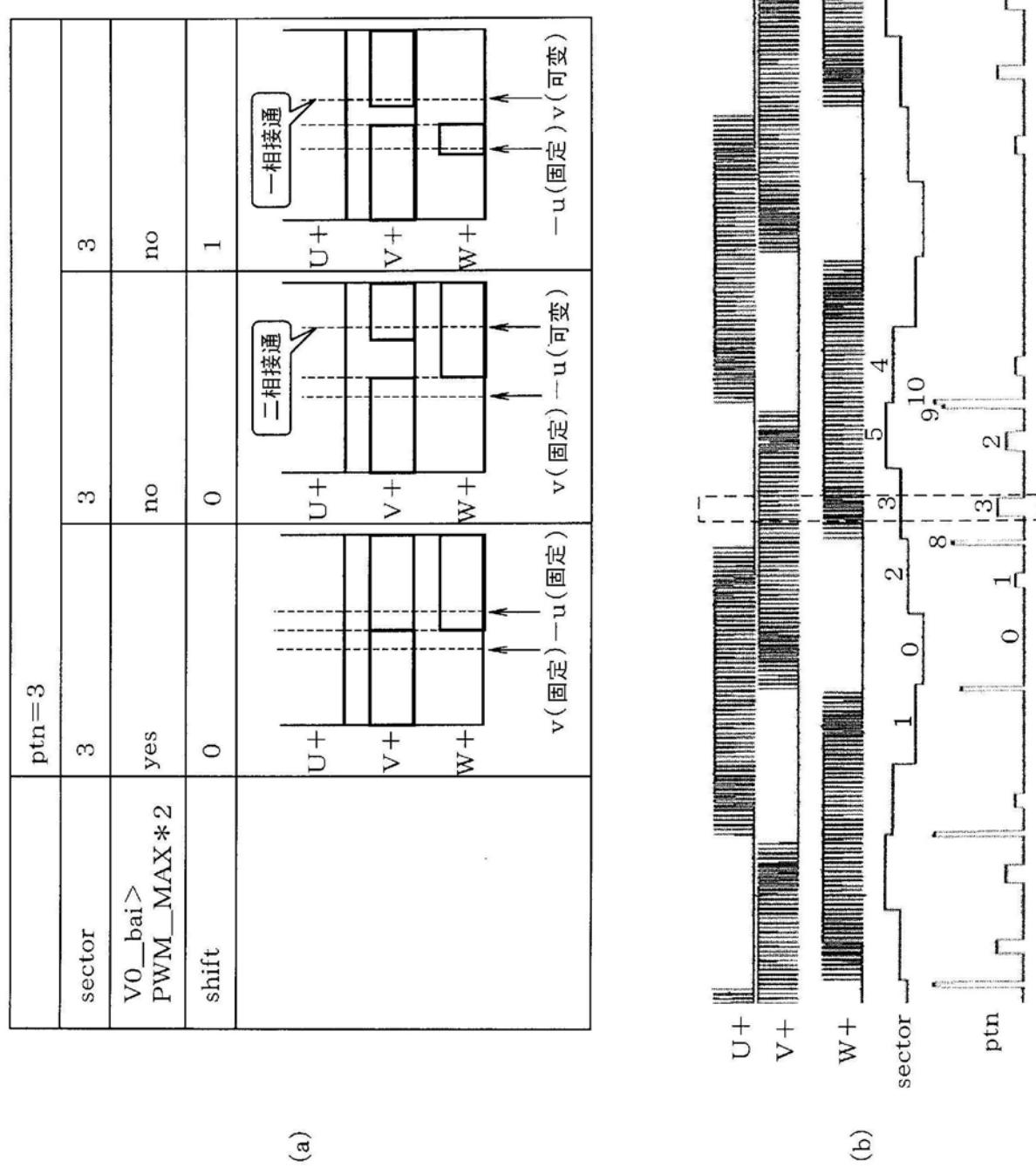


图26

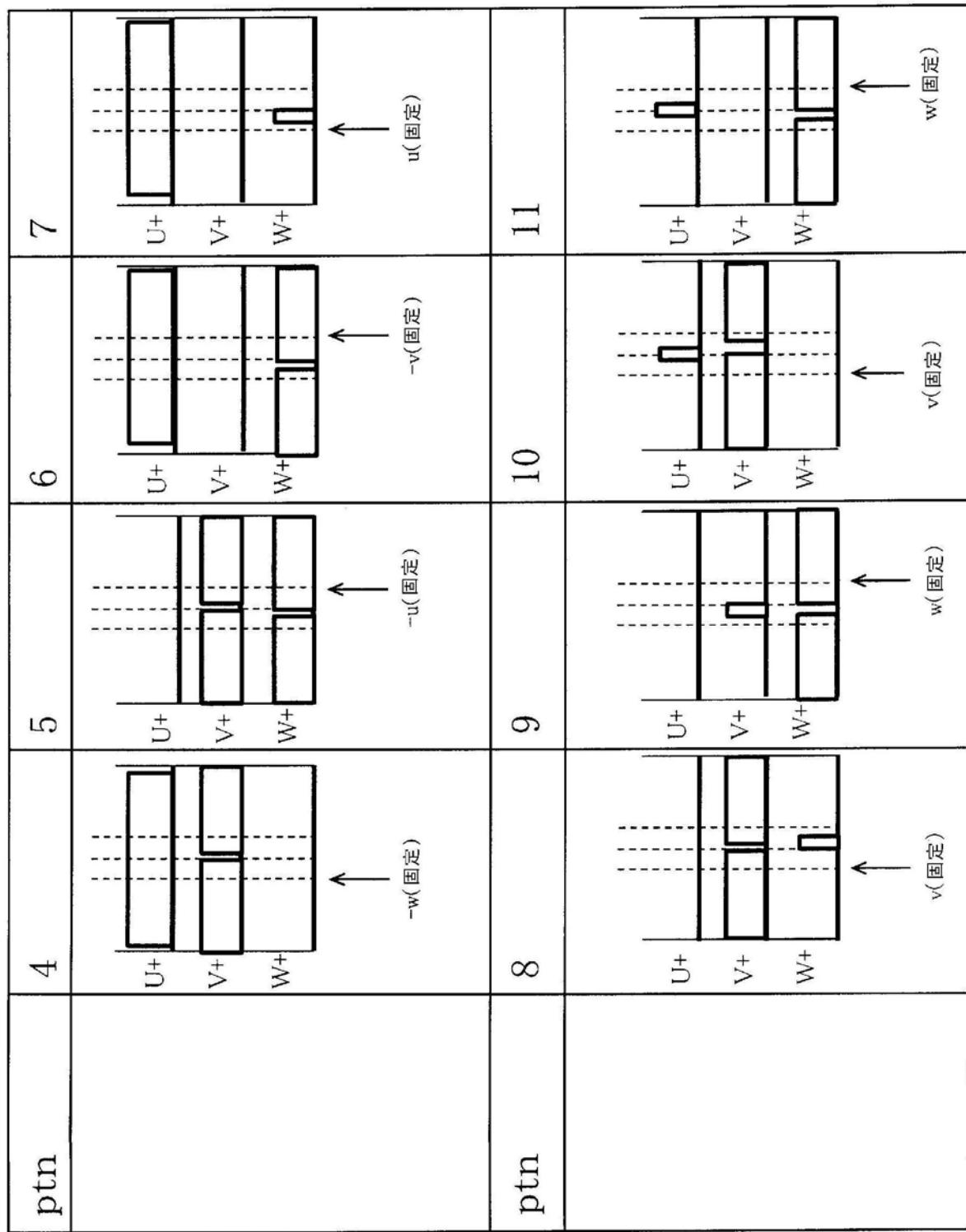


图27

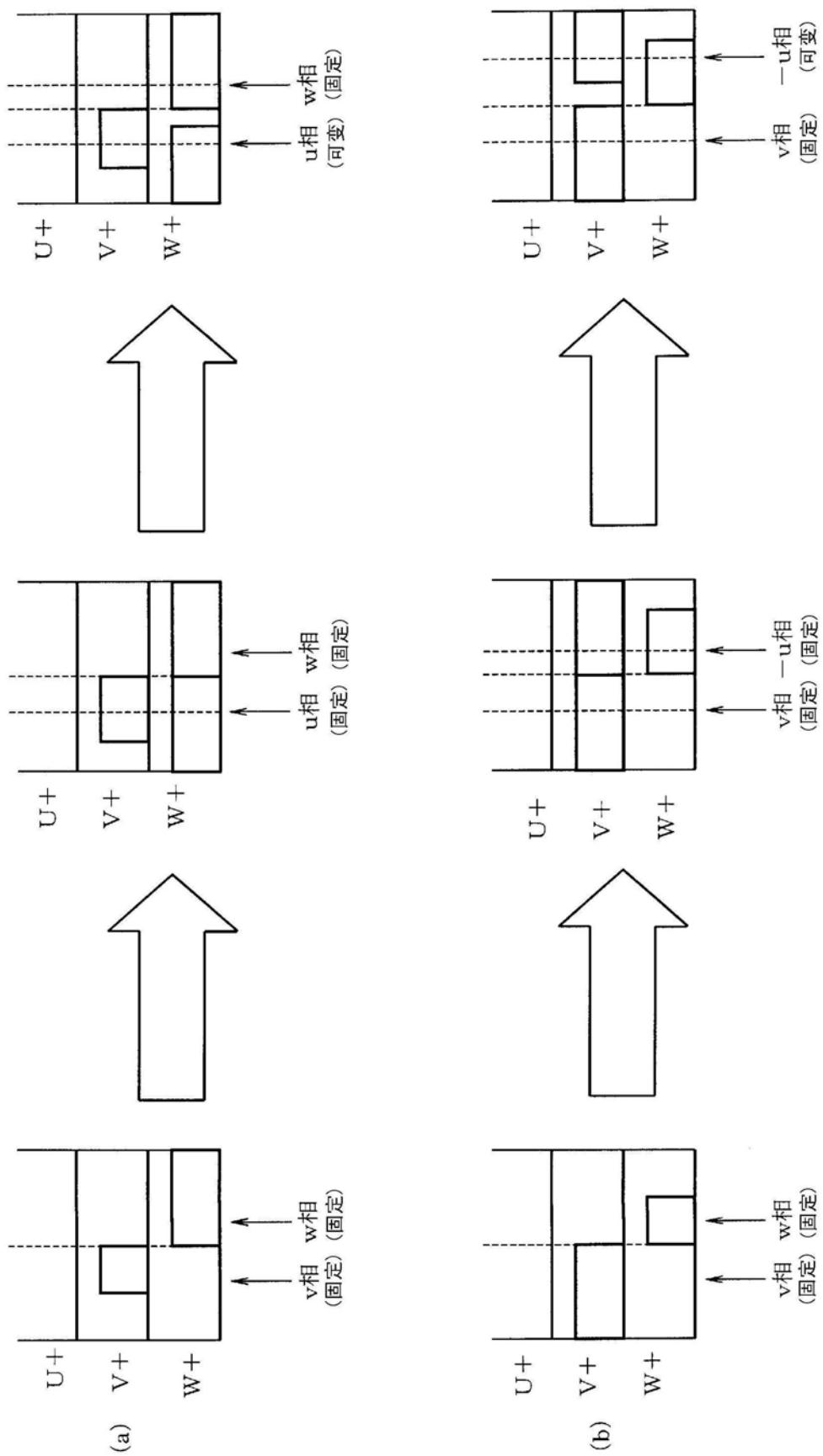


图28

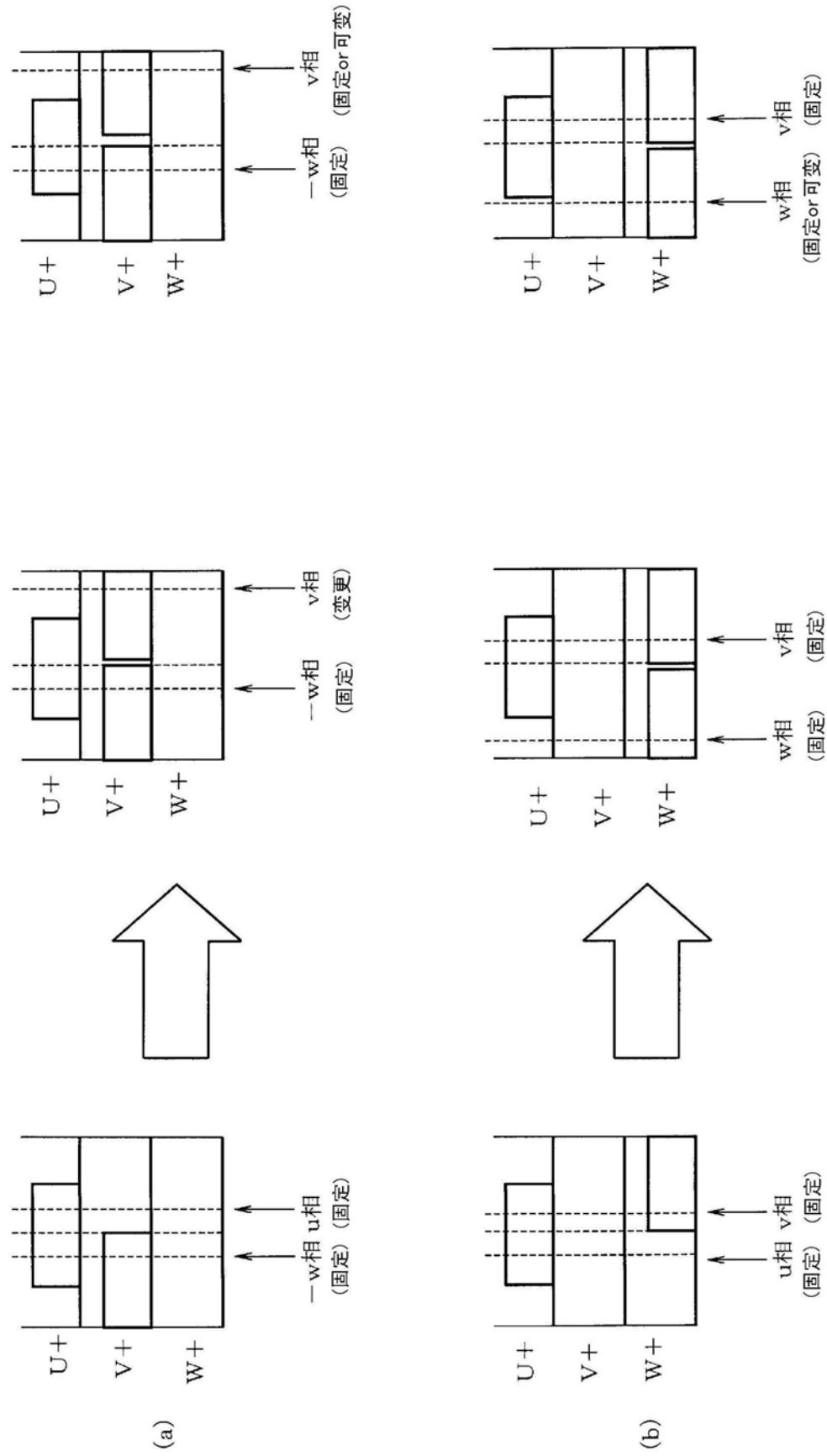
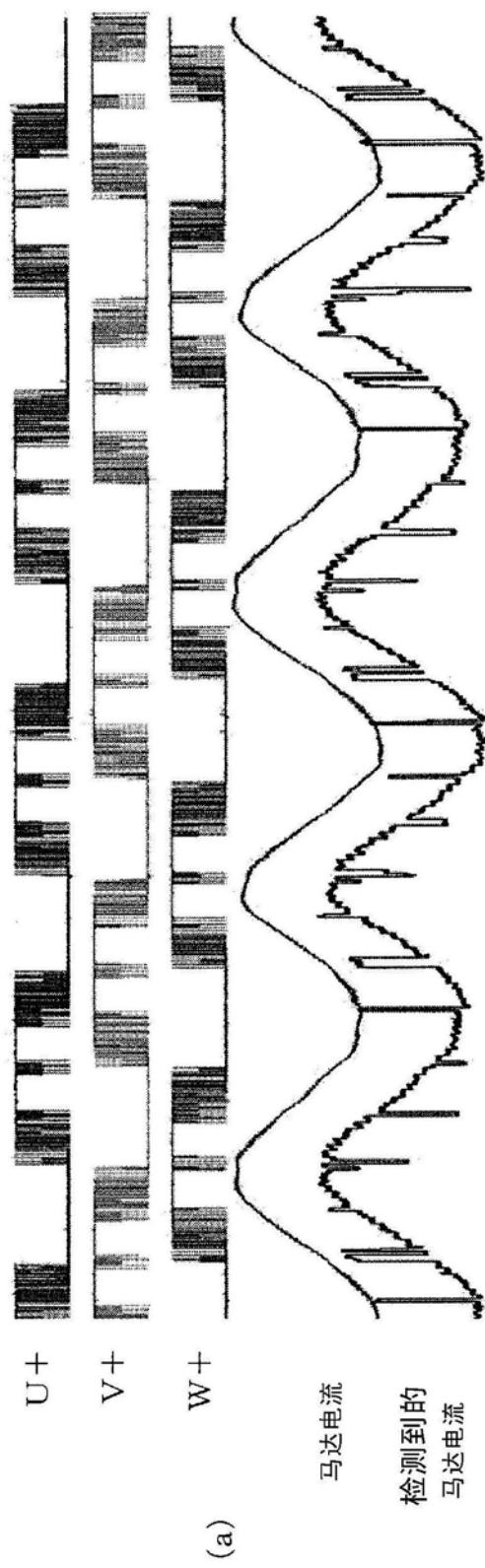
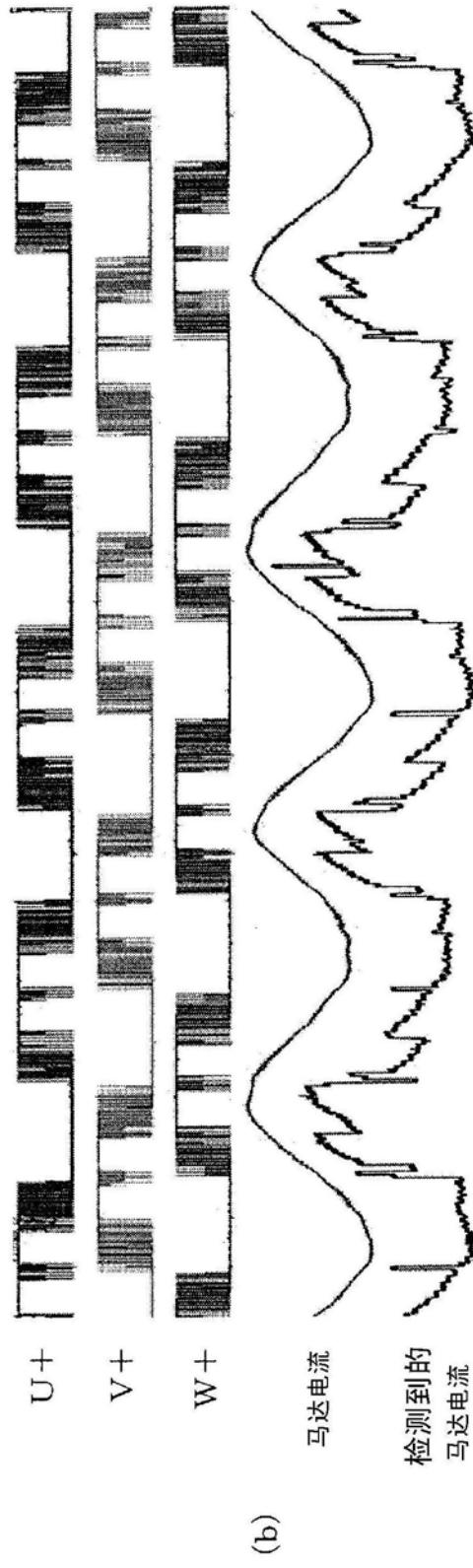


图29



(a)



(b)

图30

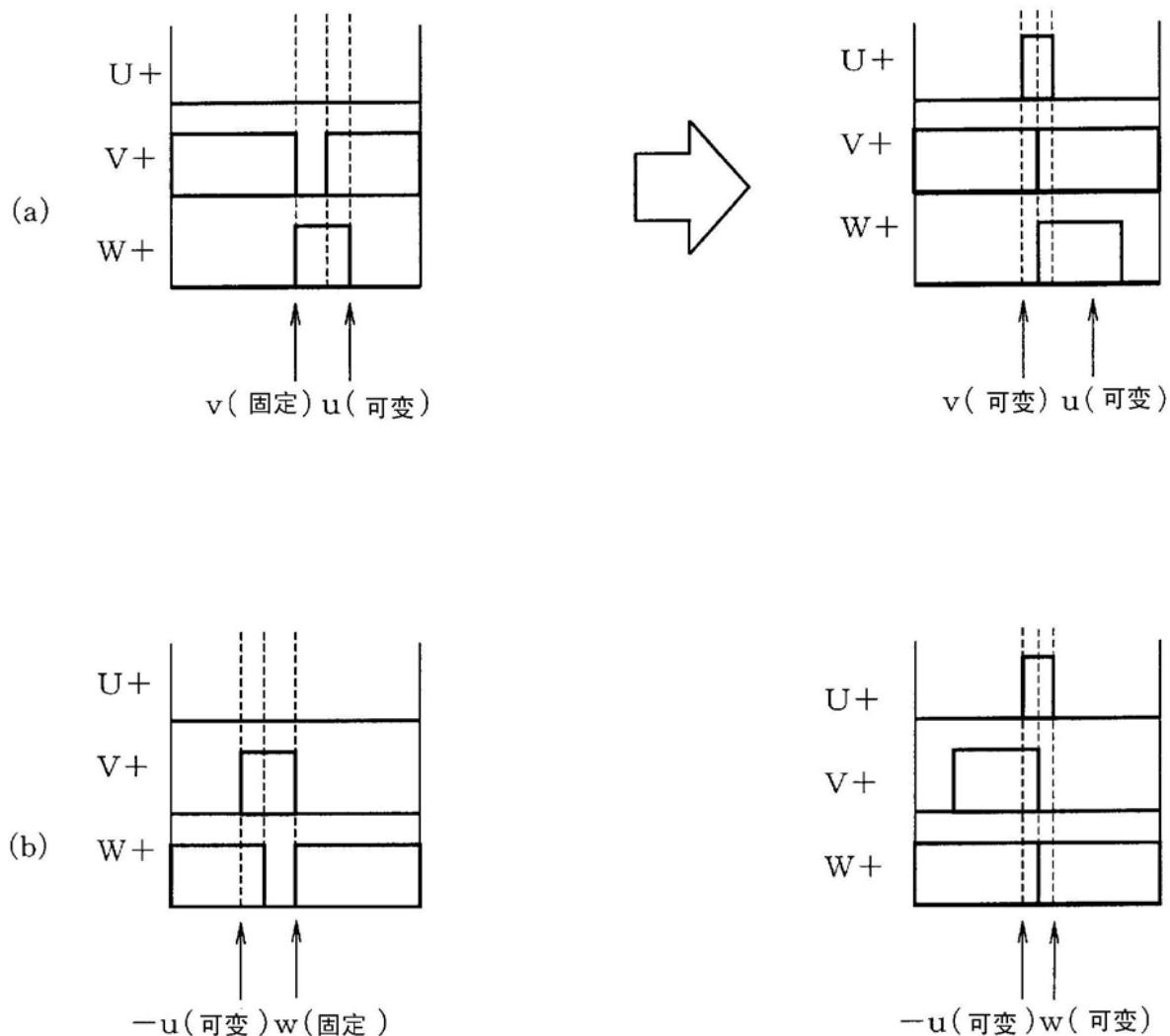


图31

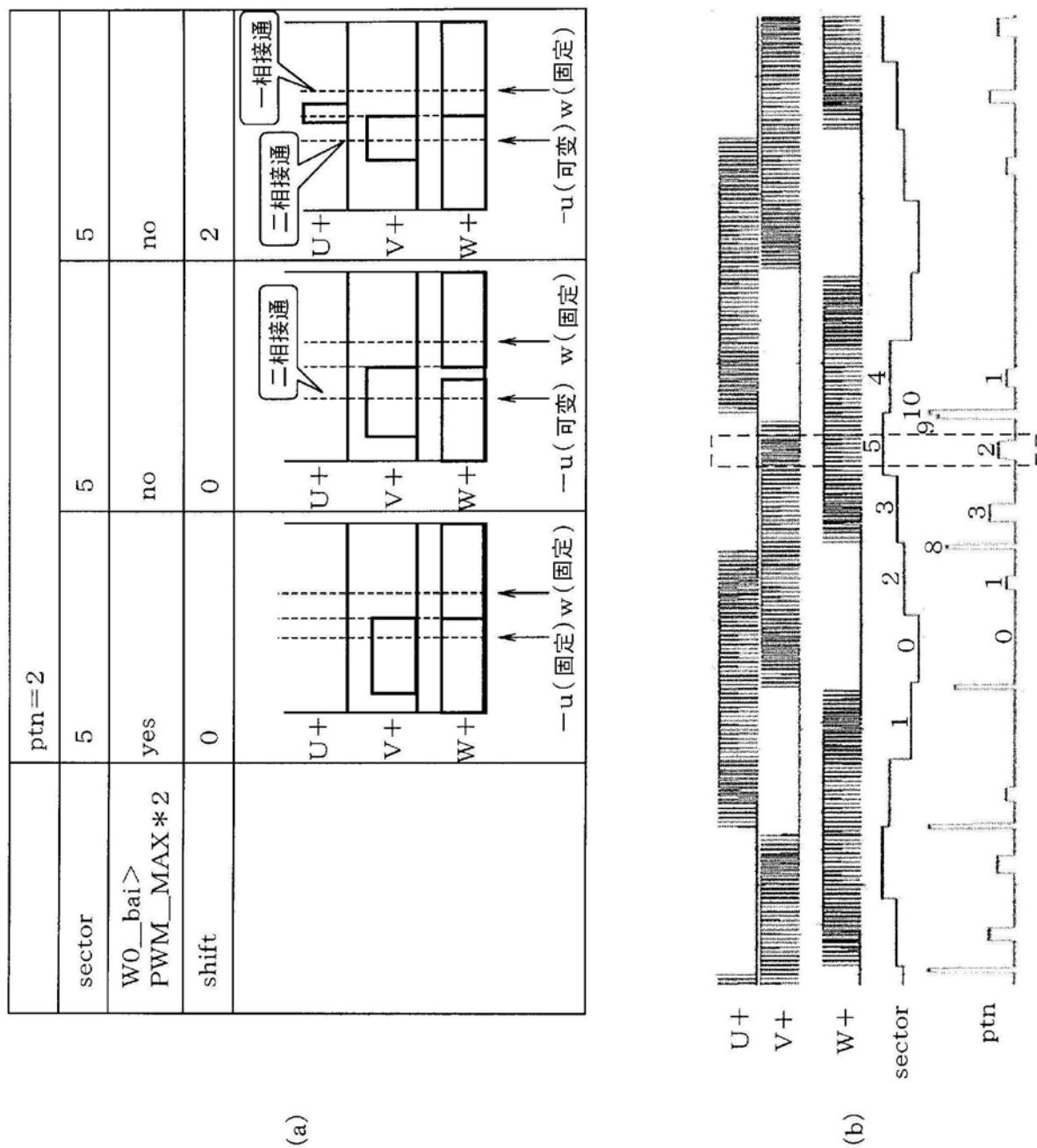
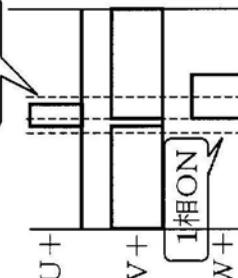
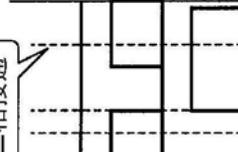
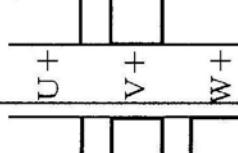


图32

		ptn=3		
sector	3	3	3	3
V0_bai> PWM_MAX*2	yes	no	no	no
shift	0	0	1	1
				
				
			$v(\text{固定}) - u(\text{可变})$	$v(\text{固定}) - u(\text{固定})$

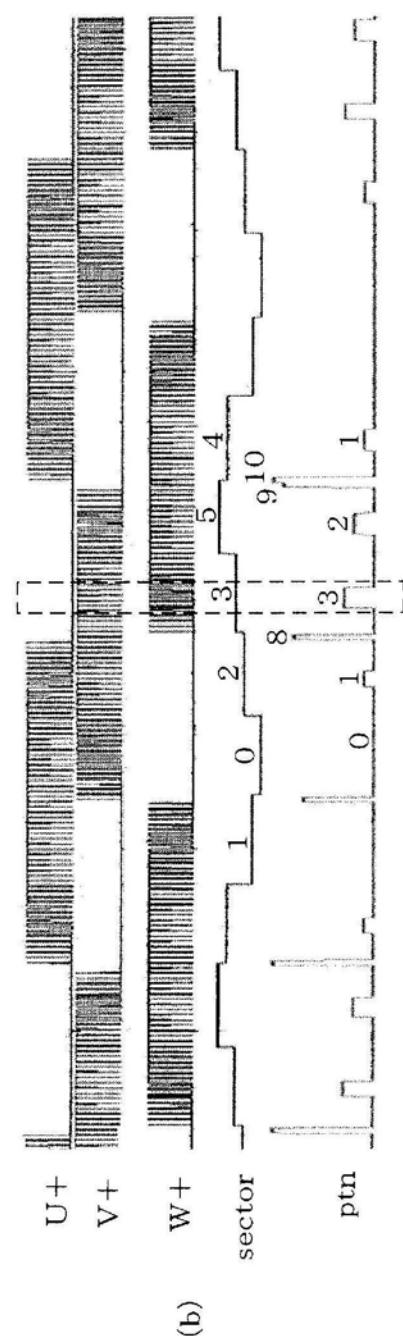


图33

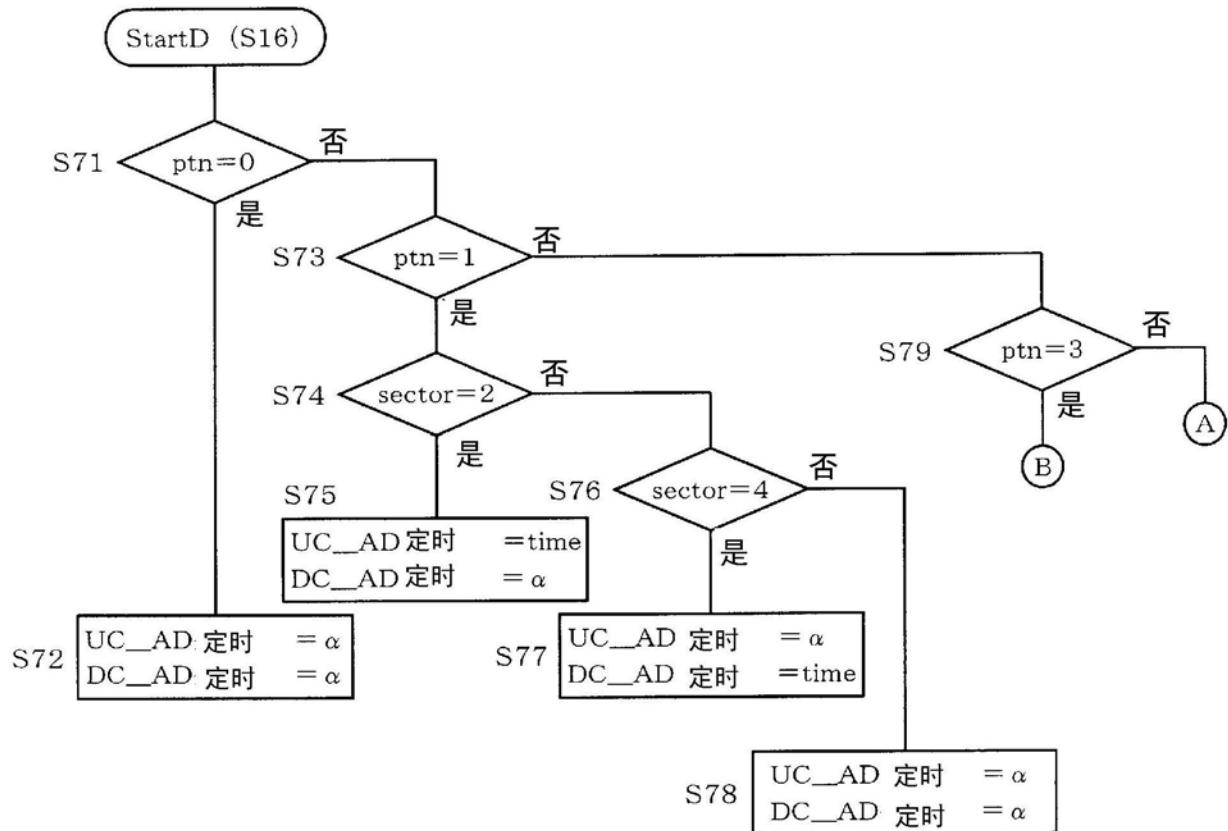


图34

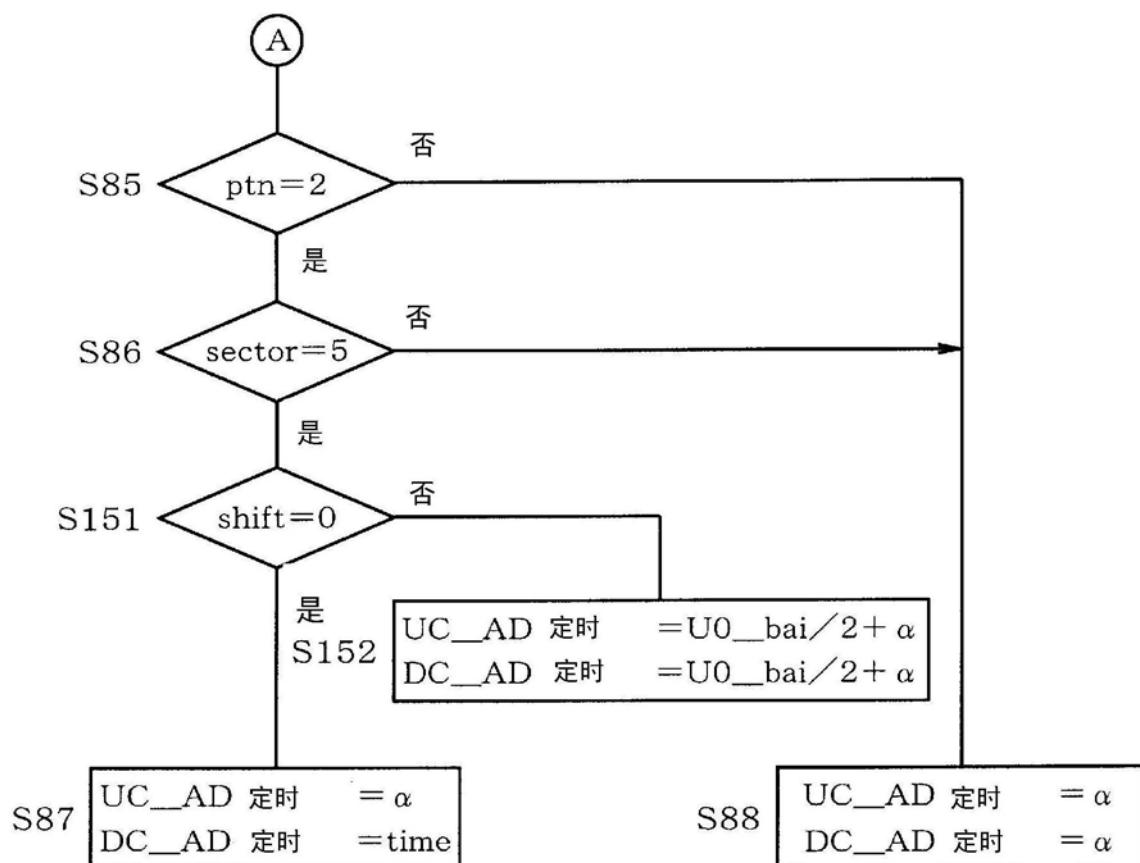


图35

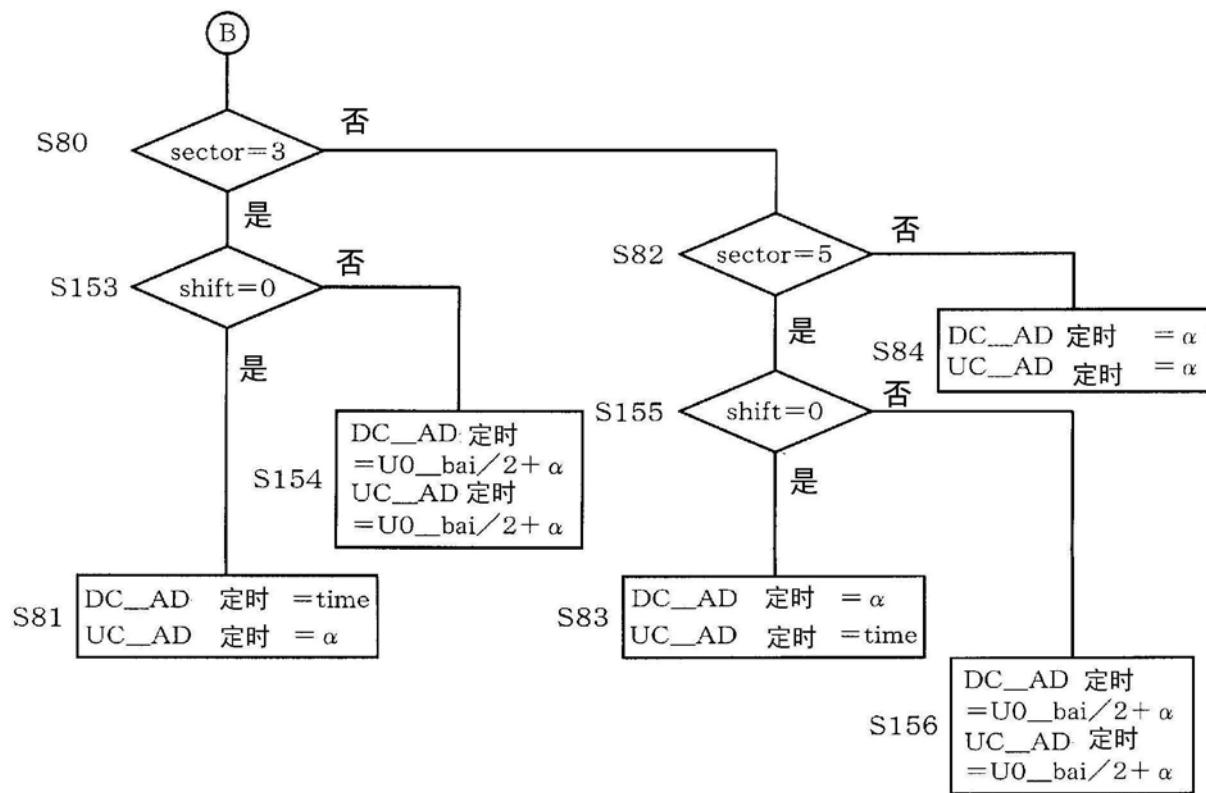


图36

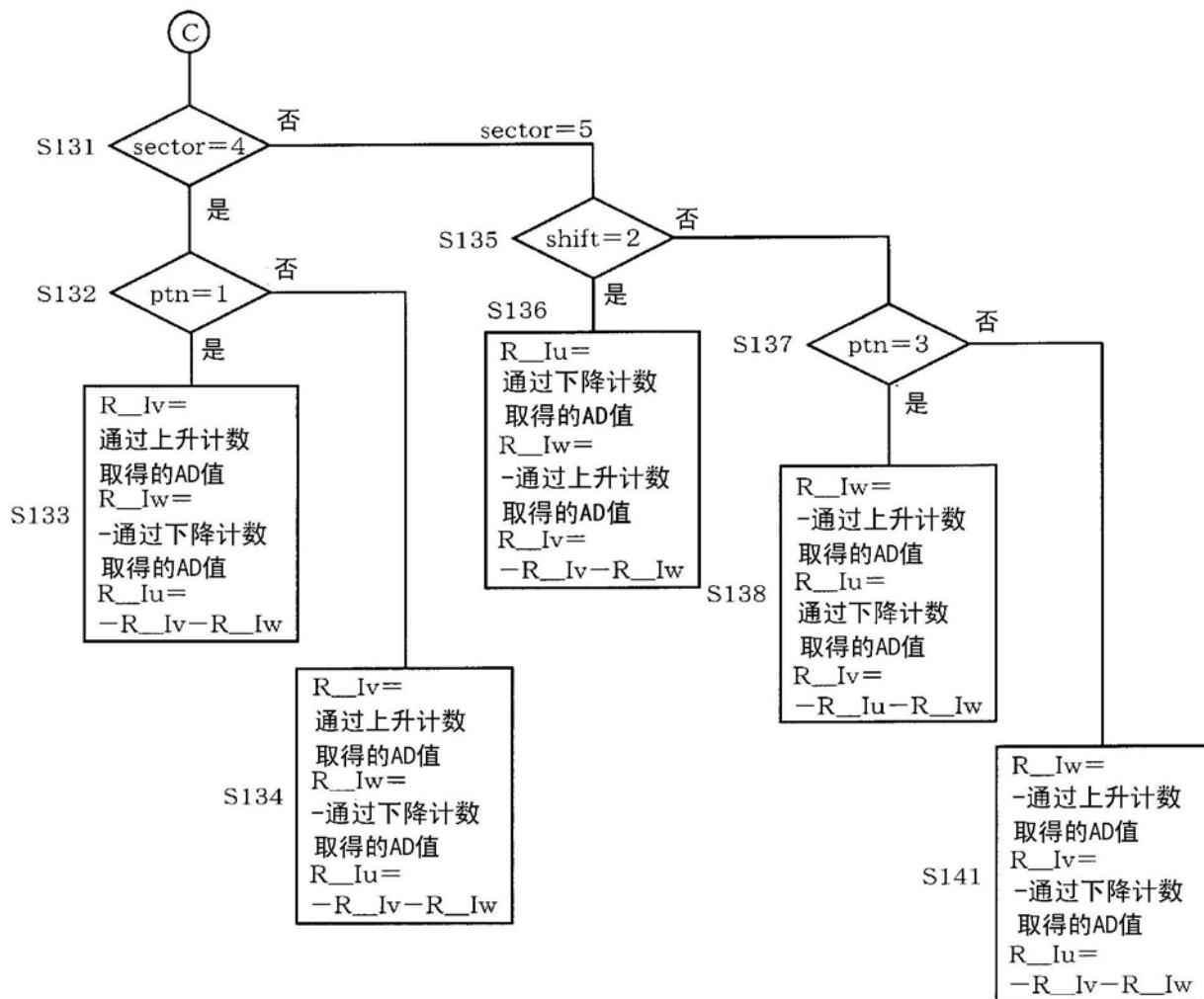


图37

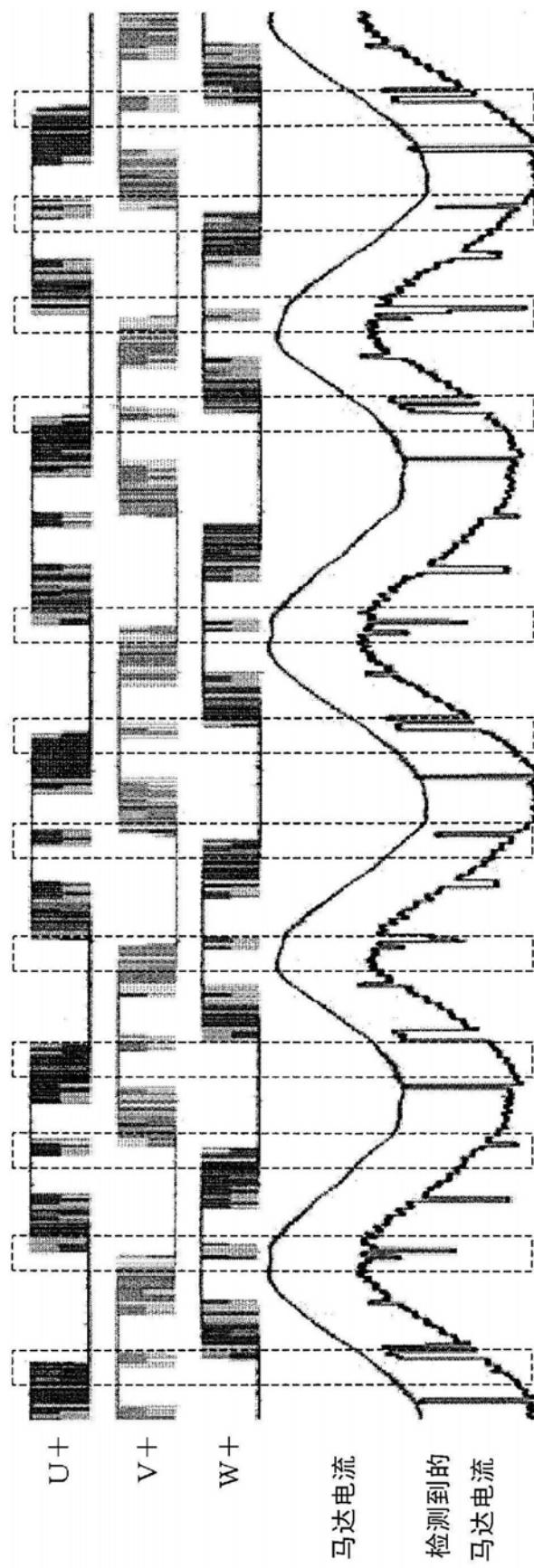


图38

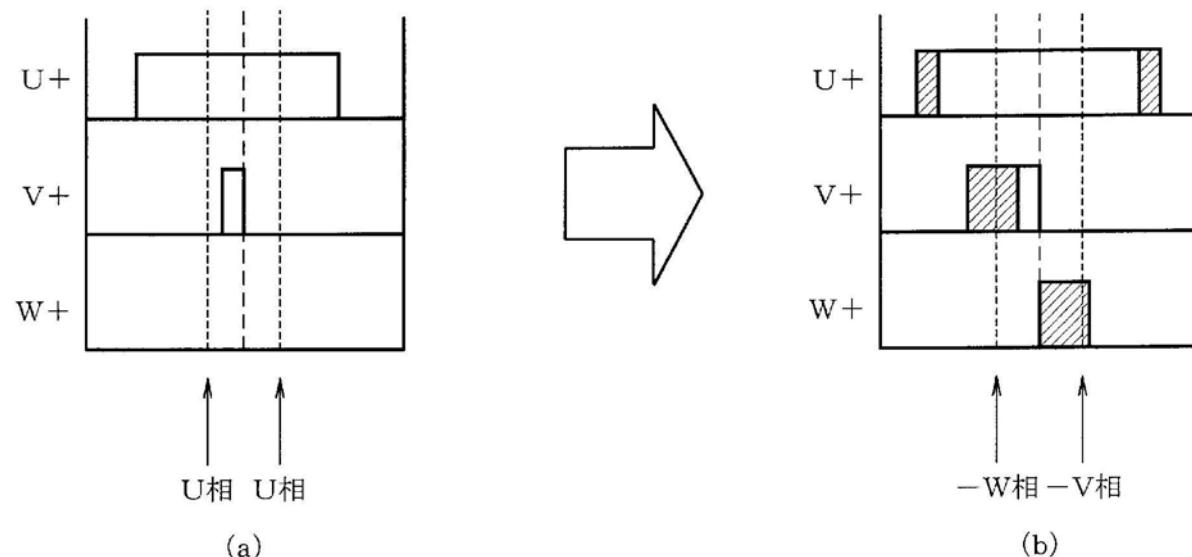


图39

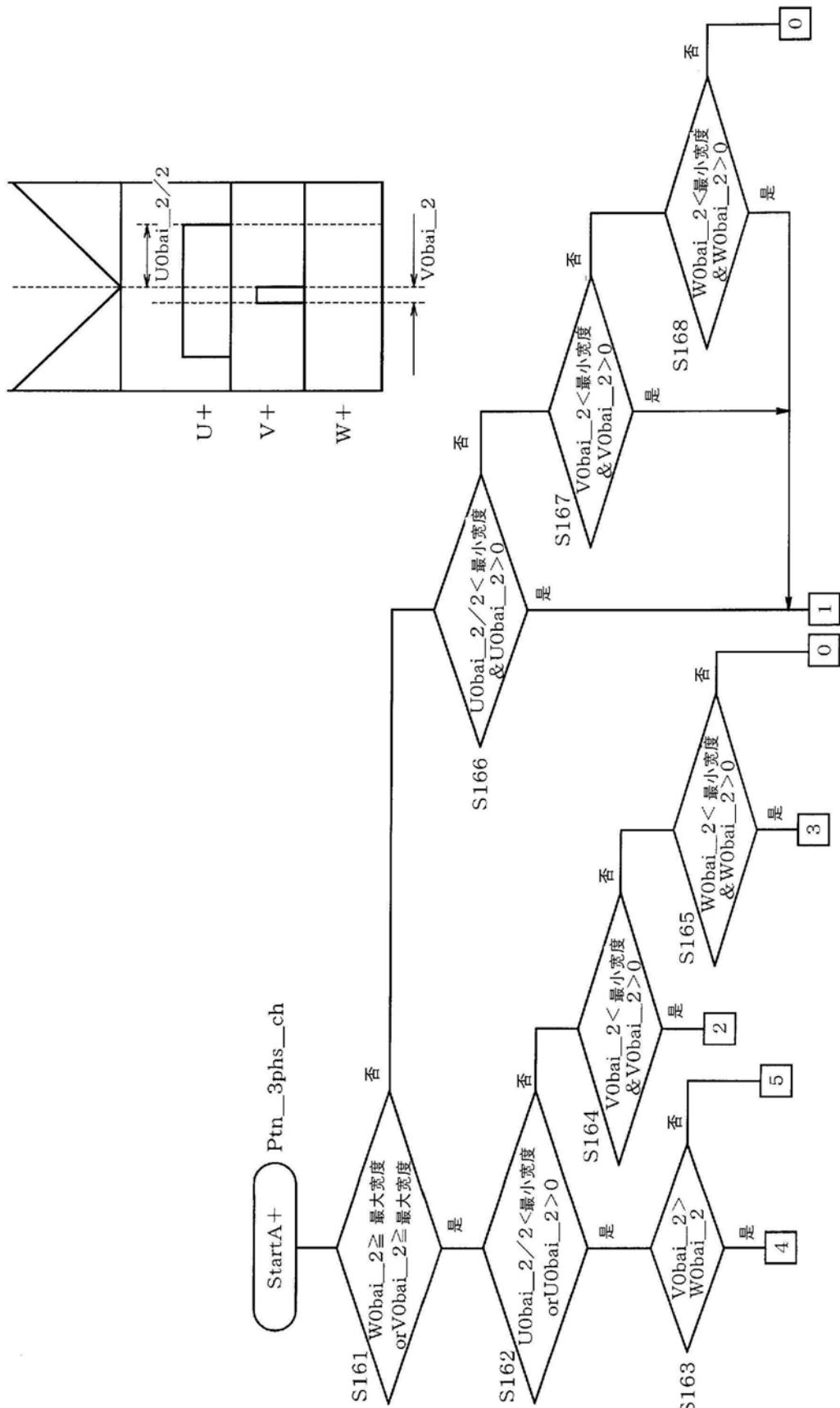


图40

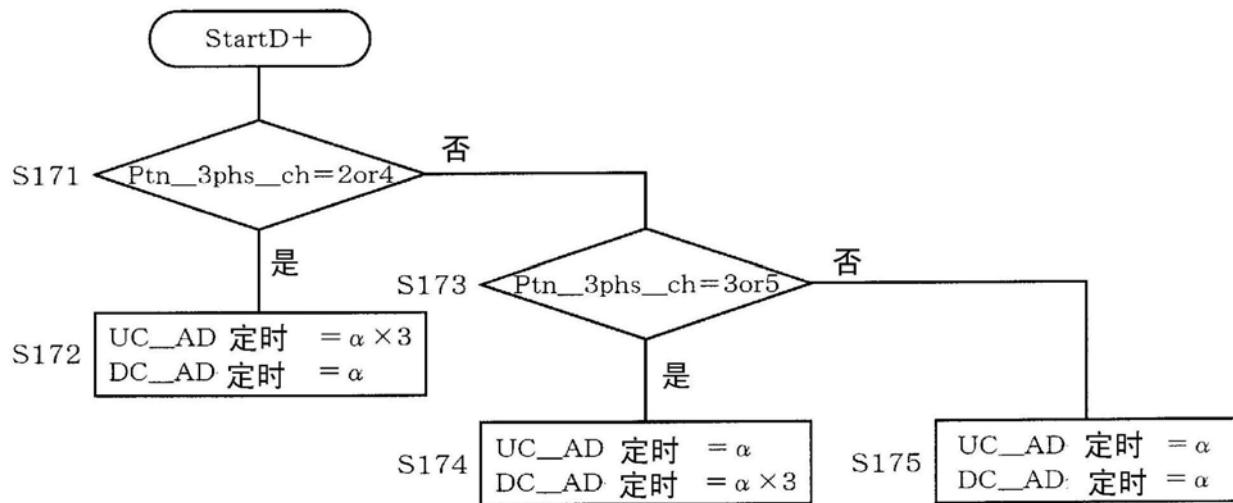


图41

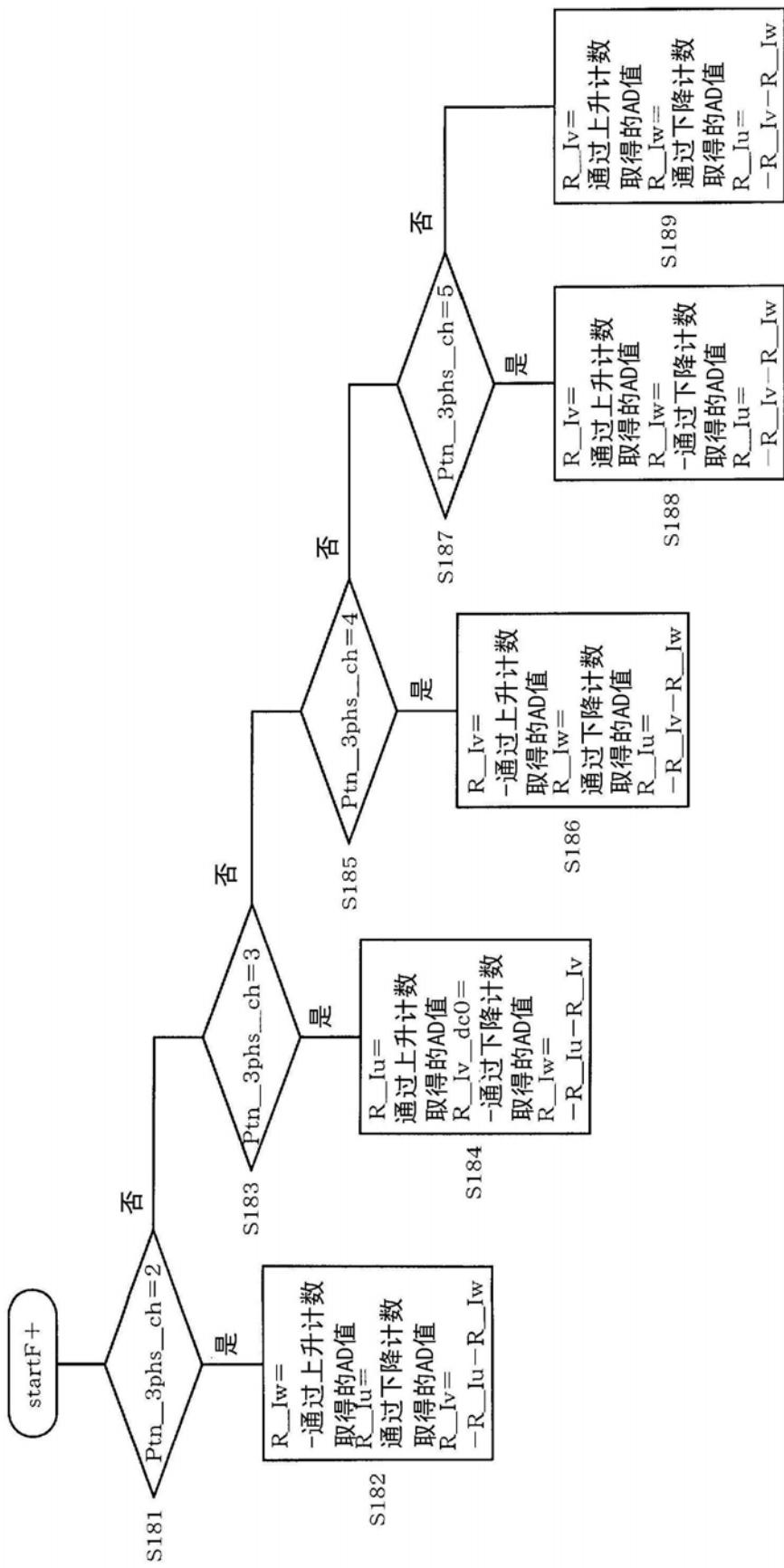


图 42

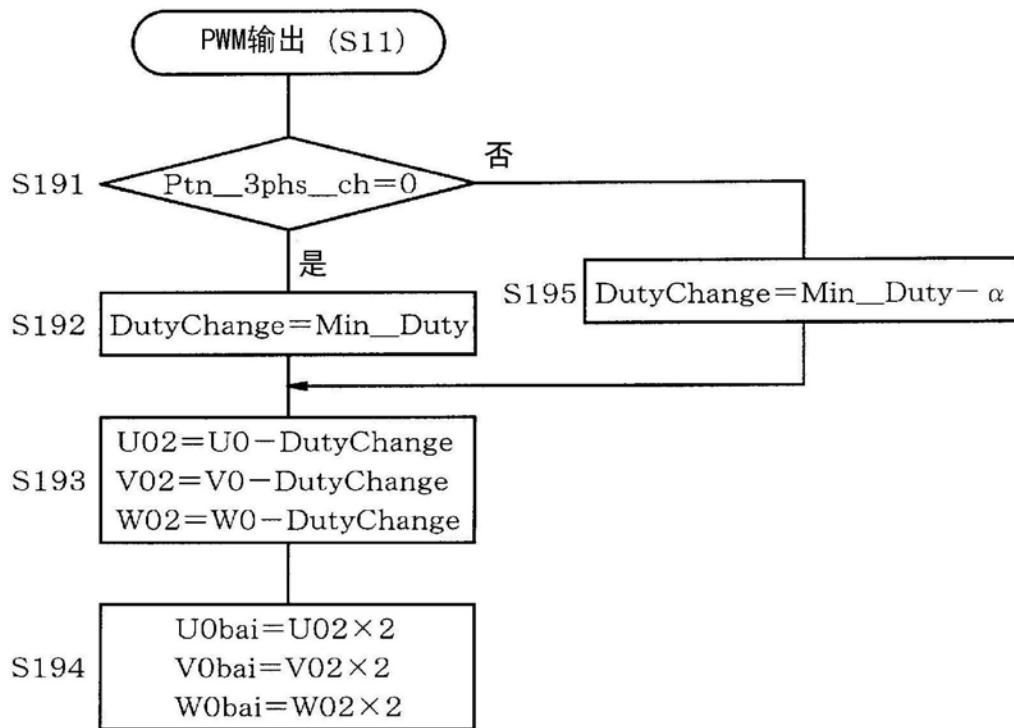


图43

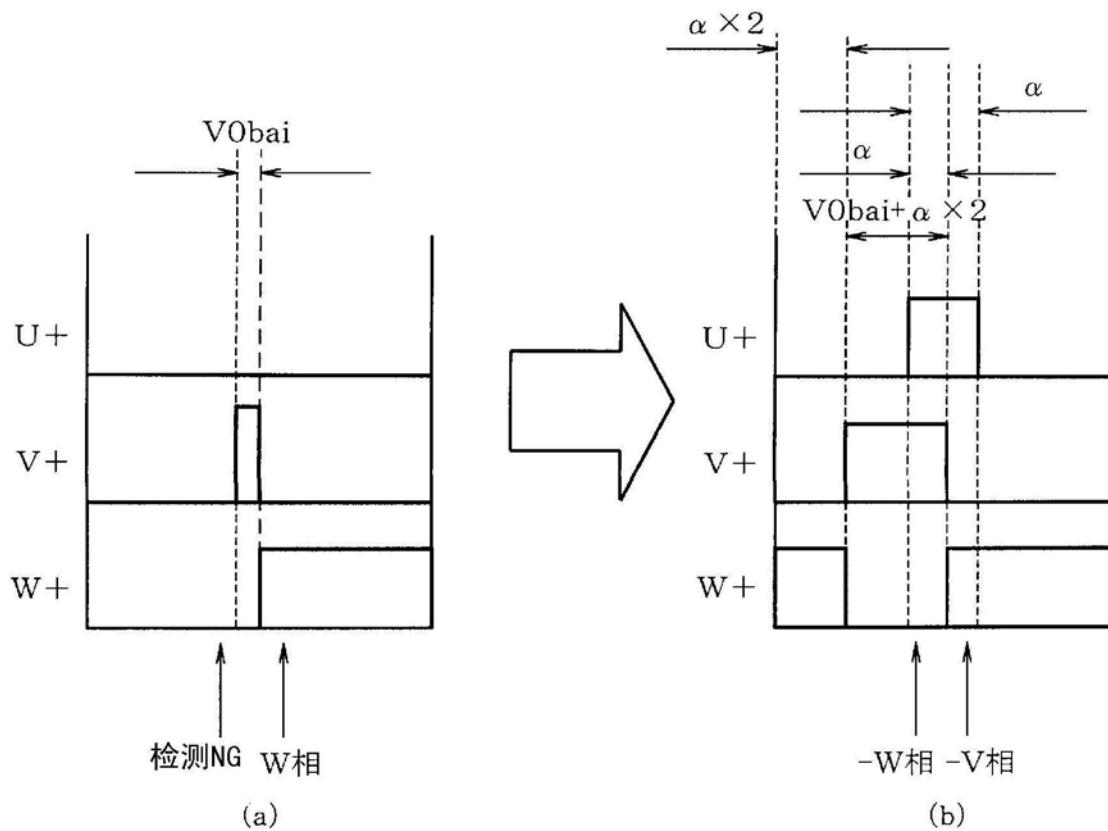


图44

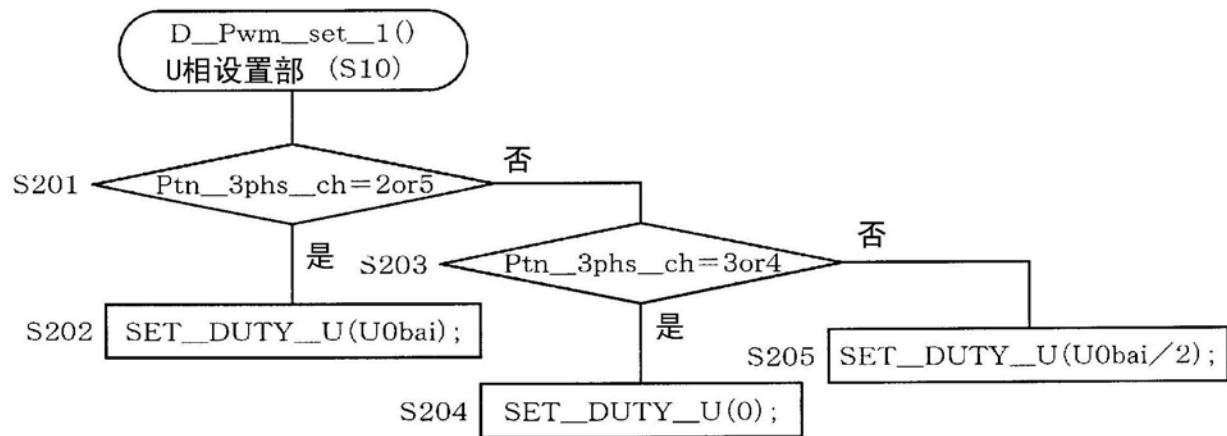


图45

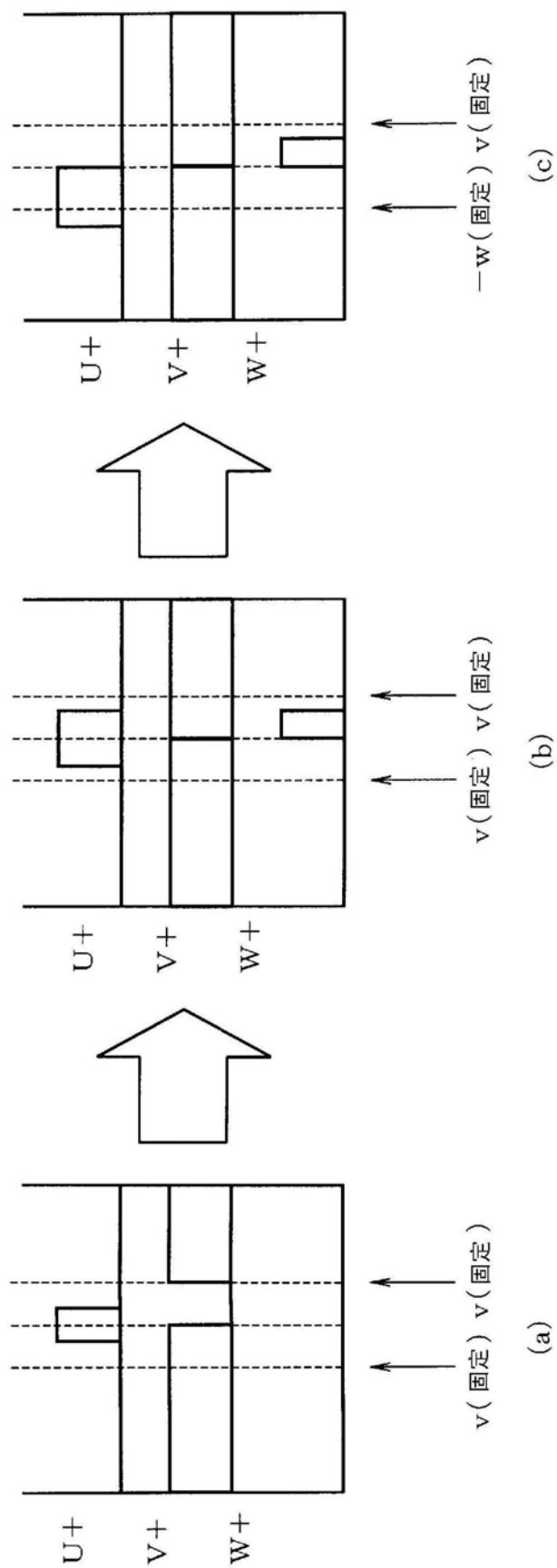


图46

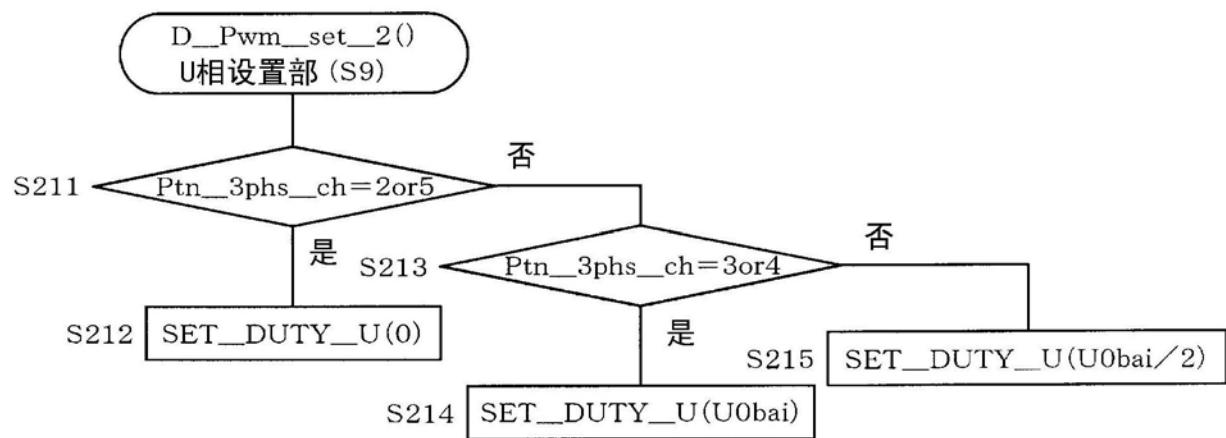


图47

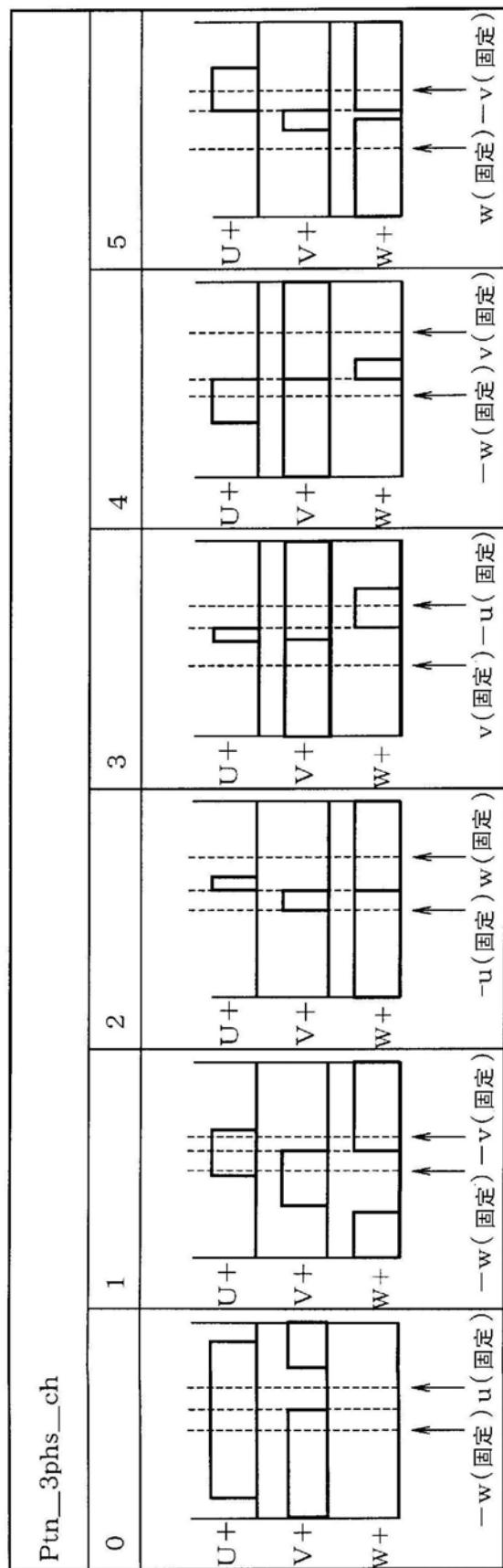


图48

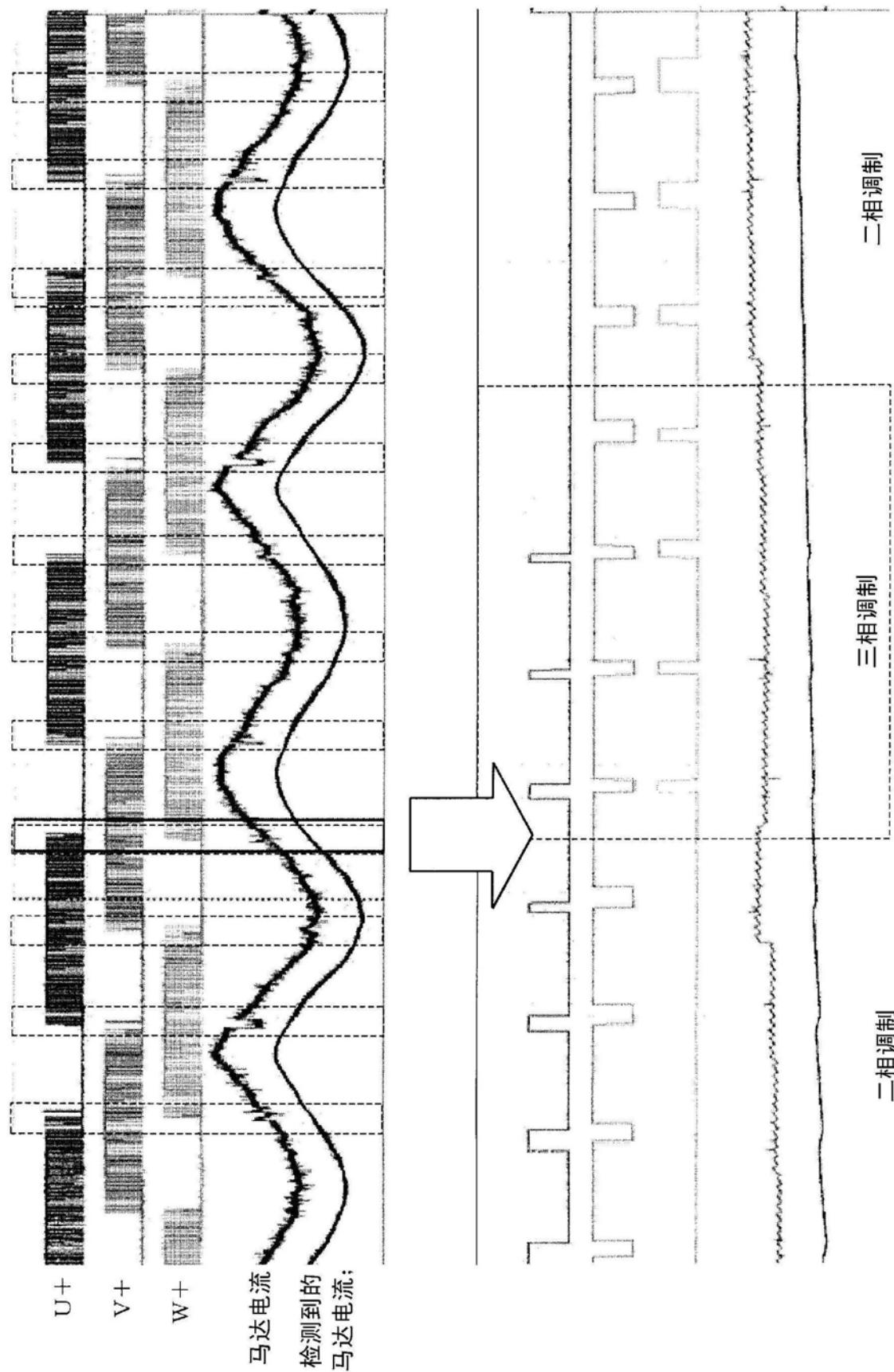


图49

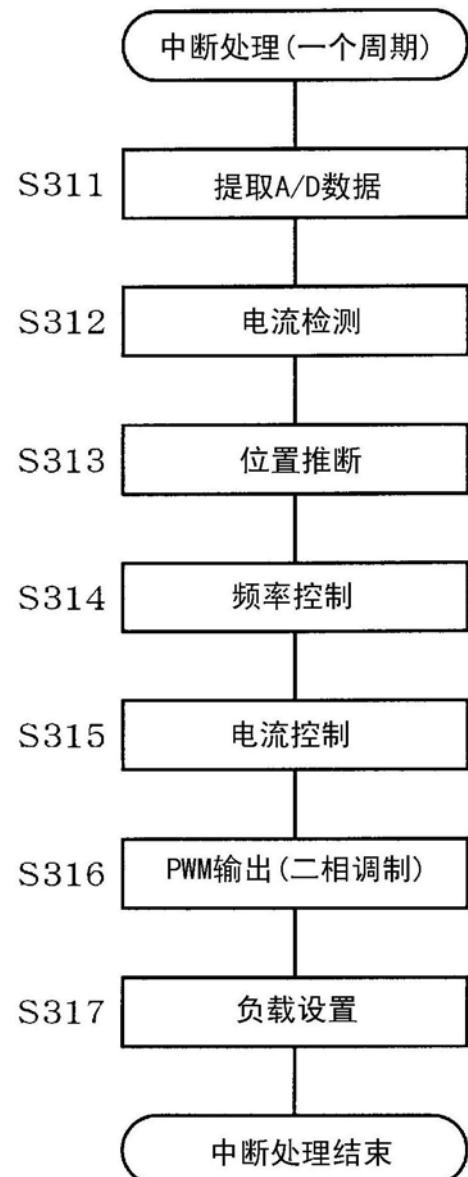
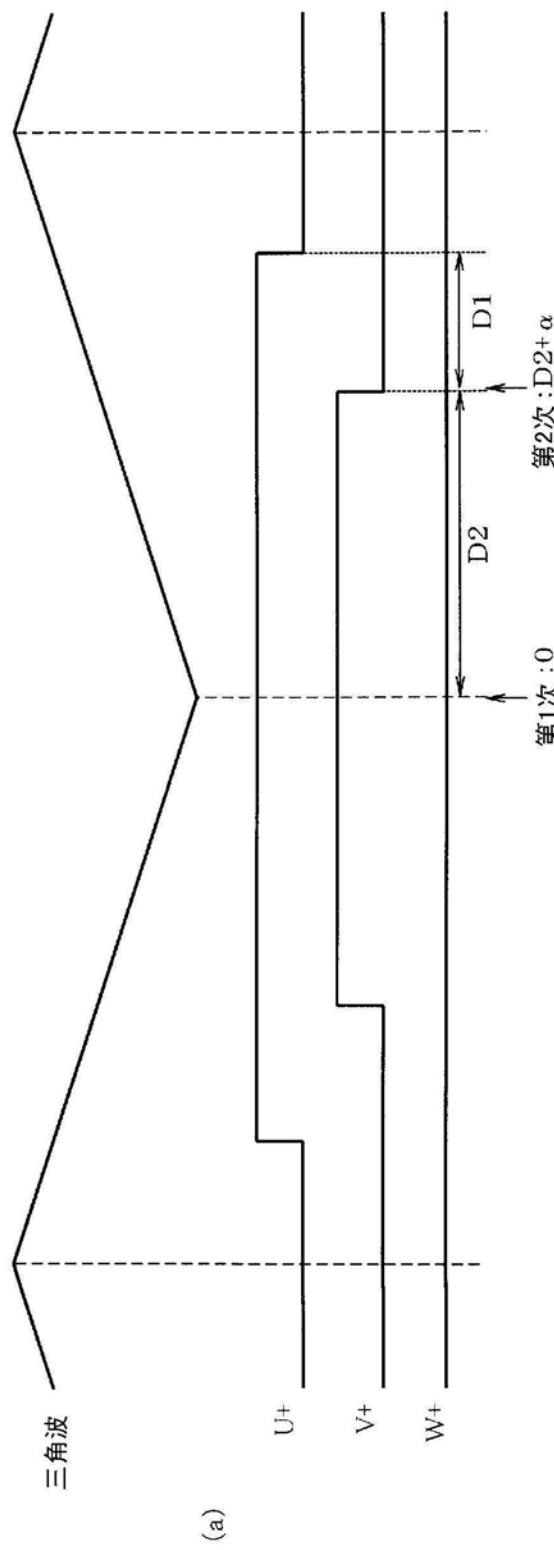


图50



(b)

条件1	条件2	条件3	区段	D1	D2	PWMa	PWMb	PWMc
$V\alpha \geq 0$	$V\beta \geq 0$	$V\alpha \geq V\beta / \sqrt{3}$	0	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$V\beta \cdot H$	$D1+D2$	$D2$	0
$V\alpha \geq 0$	$V\beta \geq 0$	$V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	1	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$D2$	$D1+D2$	0
$V\alpha < 0$	$V\beta \geq 0$	$-V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	1	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$D2$	$D1+D2$	0
$V\alpha < 0$	$V\beta \geq 0$	$-V\alpha \geq V\beta / \sqrt{3}$	2	$V\beta \cdot H$	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	0	$D1+D2$	$D2$
$V\alpha < 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	3	$-V\beta \cdot H$	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	0	$D2$	$D1+D2$
$V\alpha < 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha \geq V\beta / \sqrt{3}$	4	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$D2$	$D1+D2$	0
$V\alpha \geq 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha < -V\beta / \sqrt{3}$	4	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$D2$	$D1+D2$	0
$V\alpha \geq 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha \geq -V\beta / \sqrt{3}$	5	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$-V\beta \cdot H$	$D1+D2$	$D2$	0

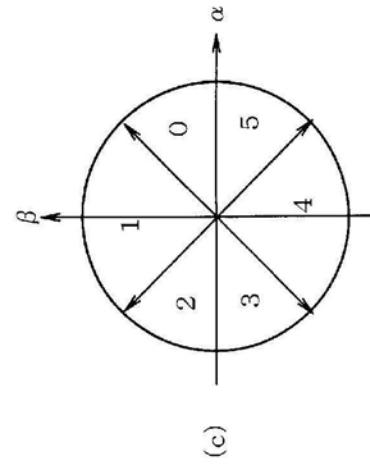


图51

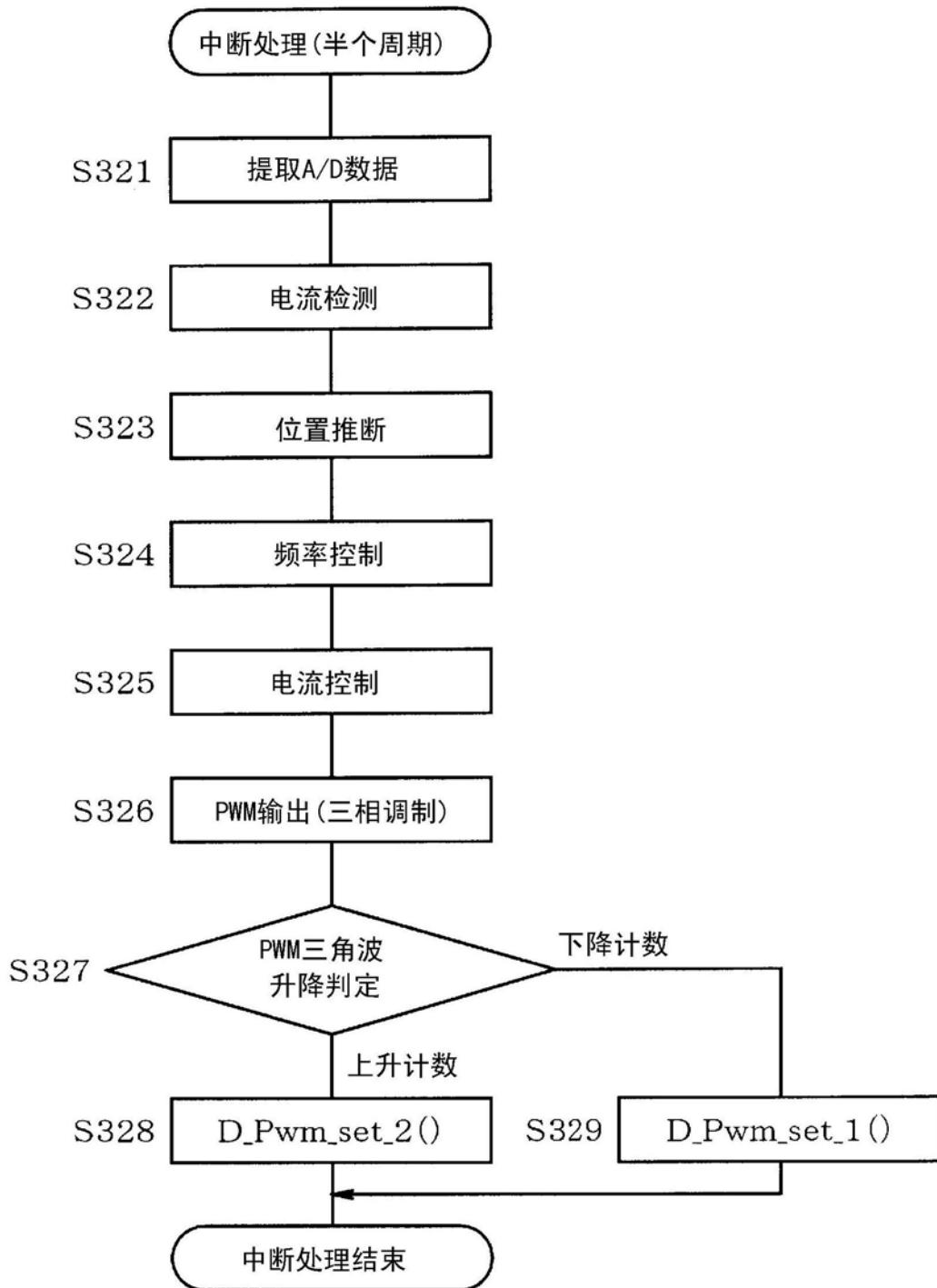


图52

条件1	条件2	条件3	区段	D1	D2	PWM _a	PWM _b	PWM _c
$V\alpha \geq 0$	$V\beta \geq 0$	$V\alpha \geq V\beta / \sqrt{3}$	0	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$V\beta \cdot H$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$
$V\alpha \geq 0$	$V\beta \geq 0$	$V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	1	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1+D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$
$V\alpha < 0$	$V\beta \geq 0$	$-V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	1	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1+D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$
$V\alpha < 0$	$V\beta \geq 0$	$-V\alpha < V\beta / \sqrt{3}$	2	$V\beta \cdot H$	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD-D1+D2)/2$
$V\alpha < 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha \leq V\beta / \sqrt{3}$	3	$-V\beta \cdot H$	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$
$V\alpha < 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha > V\beta / \sqrt{3}$	4	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$
$V\alpha \geq 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha < -V\beta / \sqrt{3}$	4	$(-\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha - 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$(PD-D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD+D1+D2)/2$
$V\alpha \geq 0$	$V\beta < 0$	$V\alpha \geq -V\beta / \sqrt{3}$	5	$(\sqrt{3}/2 \cdot V\alpha + 1/2 \cdot V\beta) \cdot H$	$-V\beta \cdot H$	$(PD+D1+D2)/2$	$(PD-D1-D2)/2$	$(PD-D1+D2)/2$

图53

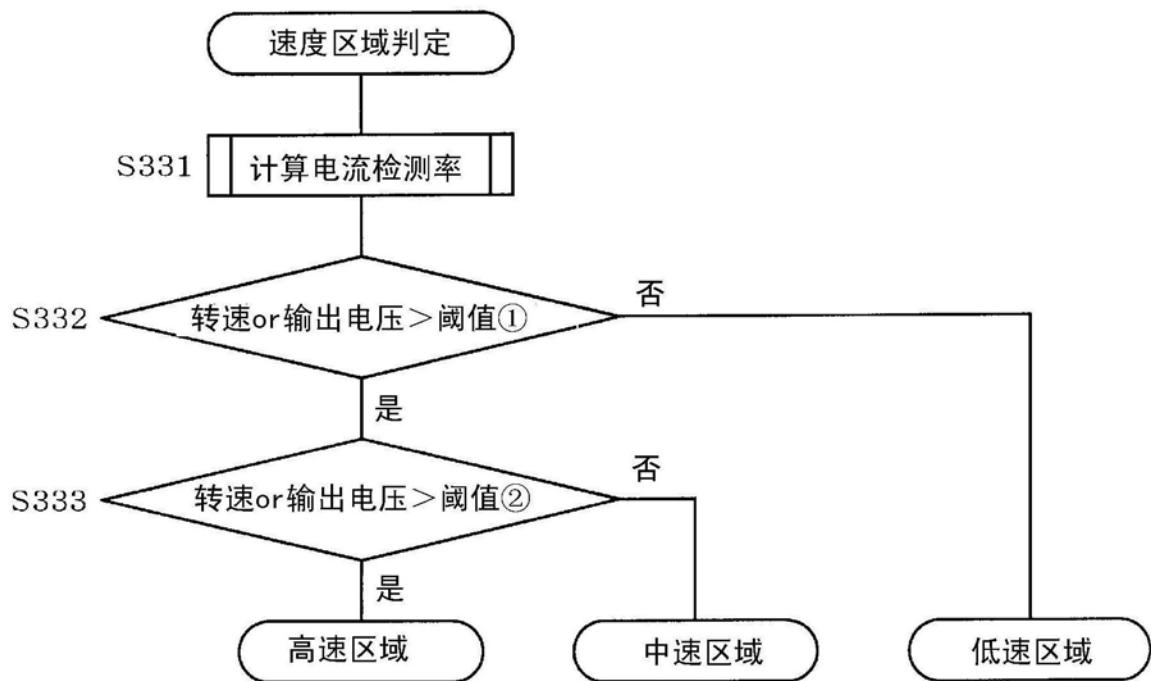


图54

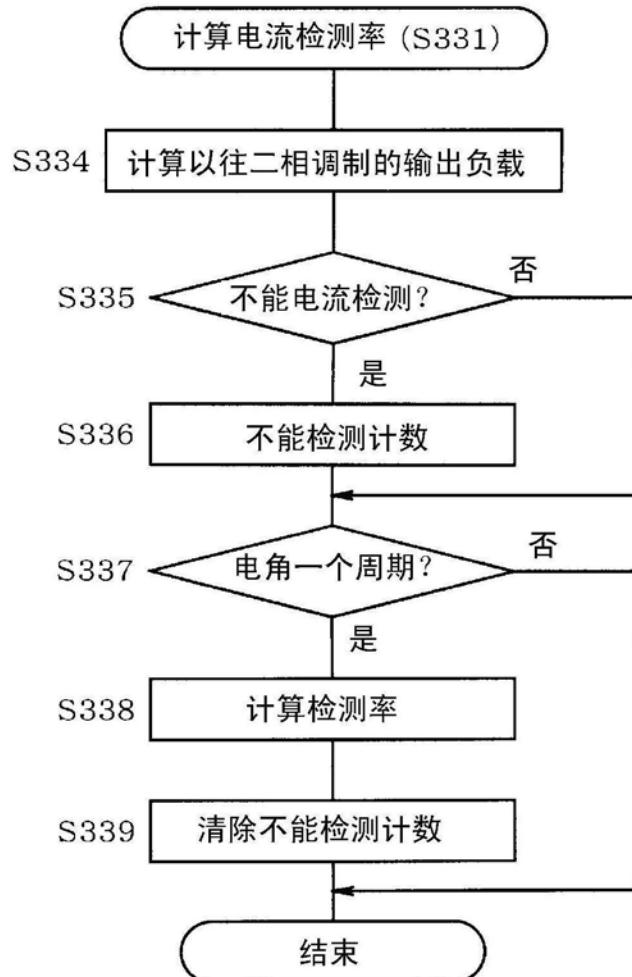


图55

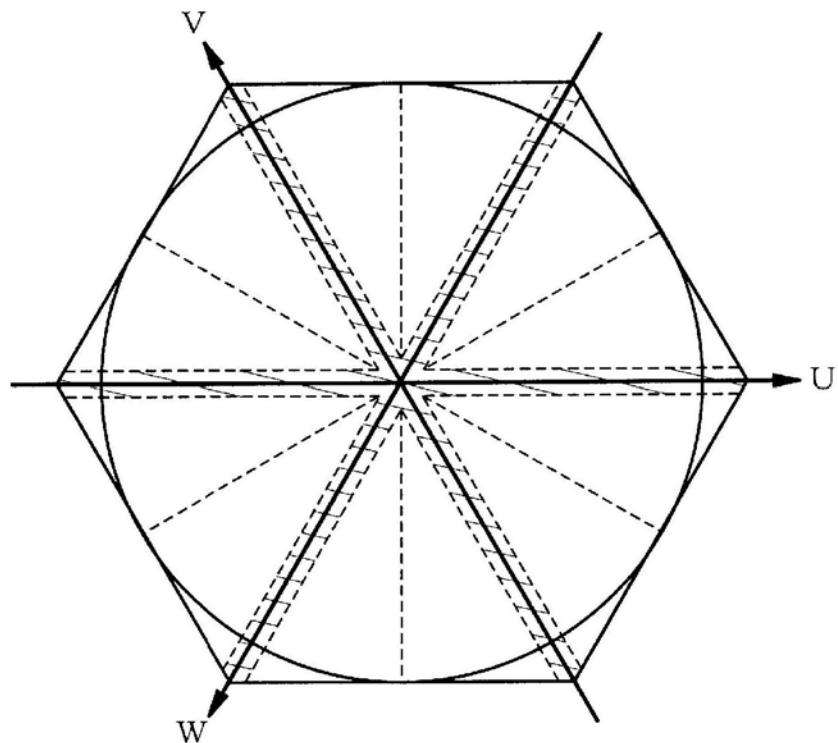


图56

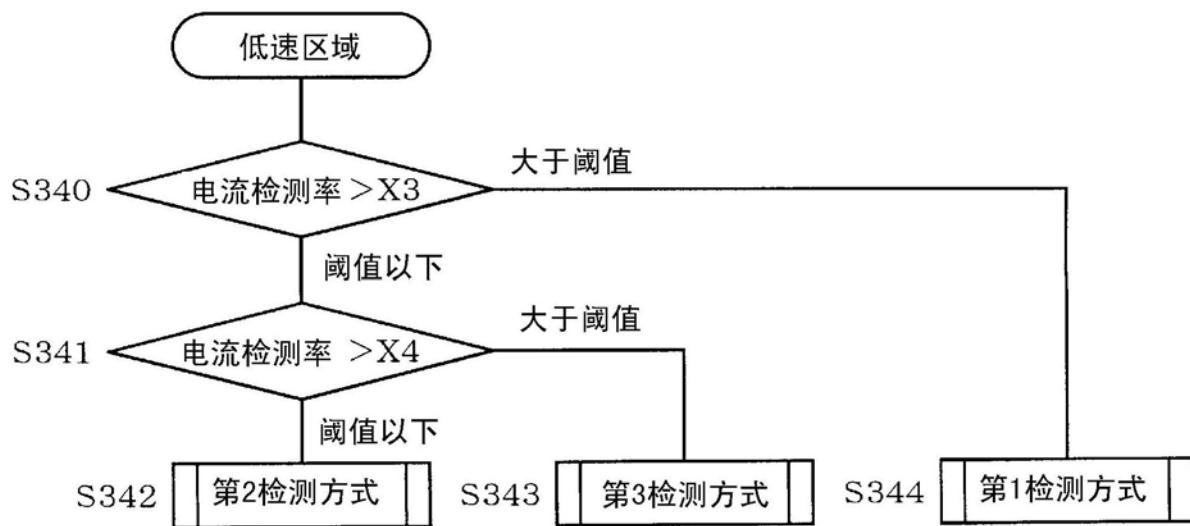


图57

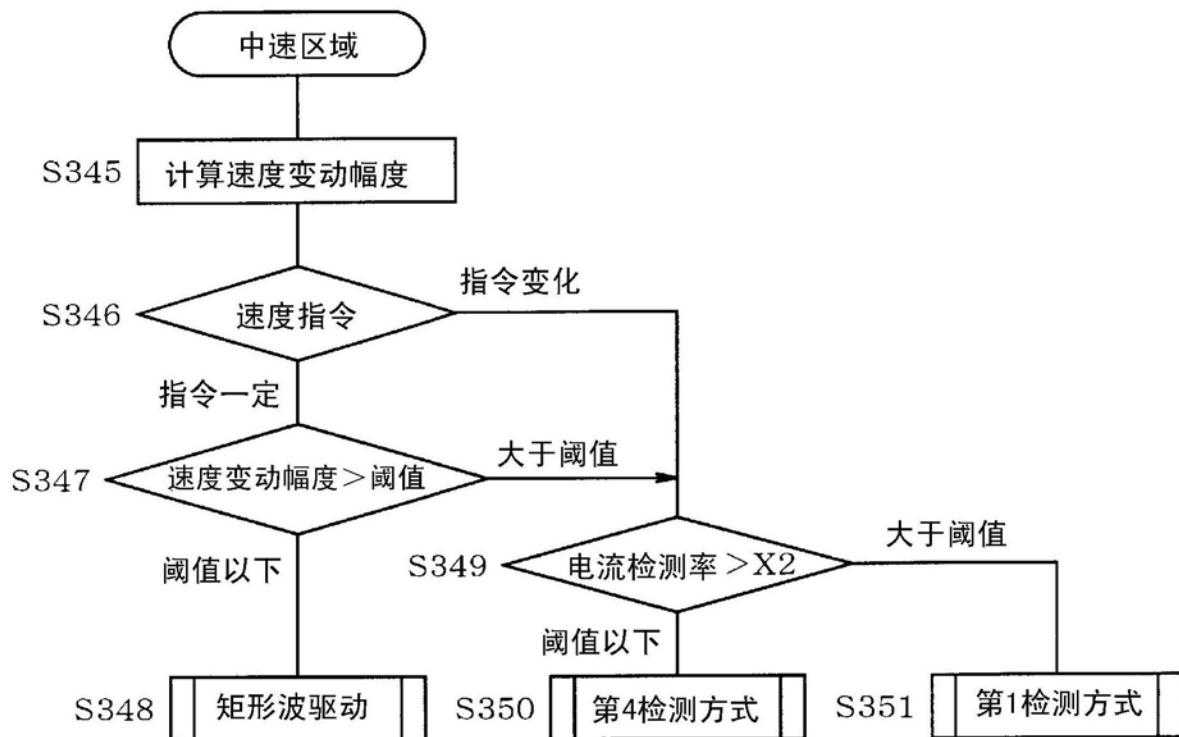


图58

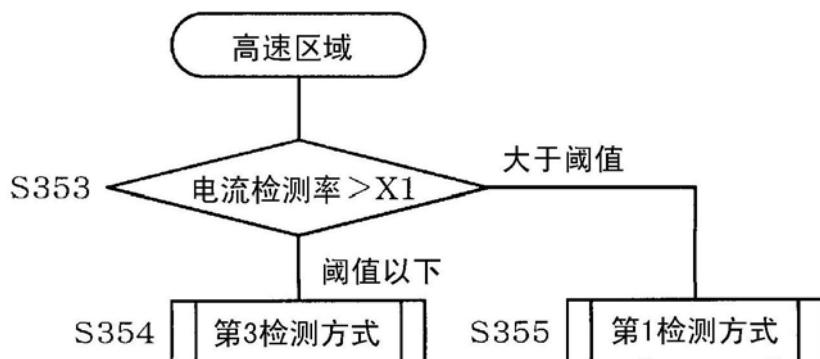


图59

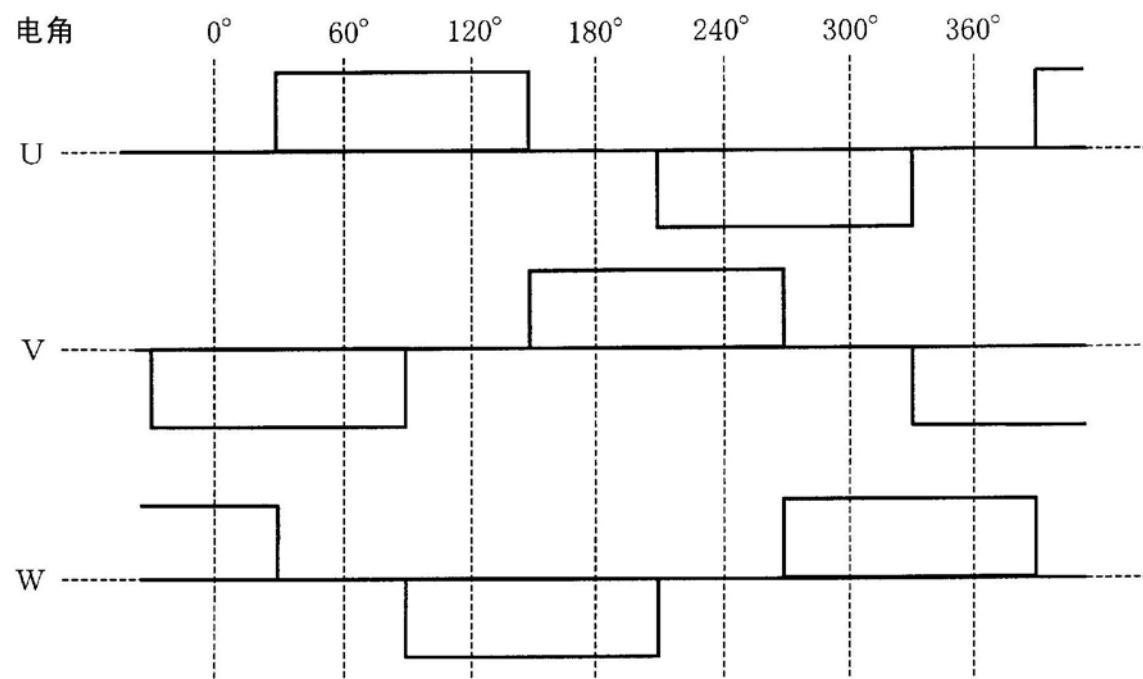


图60

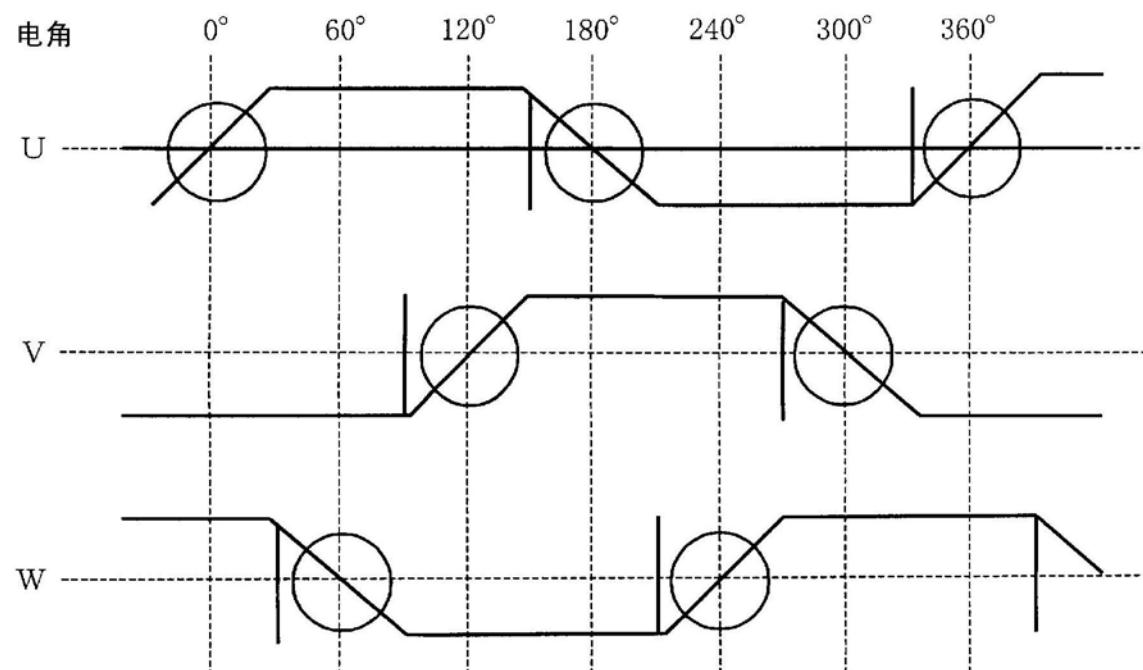


图61

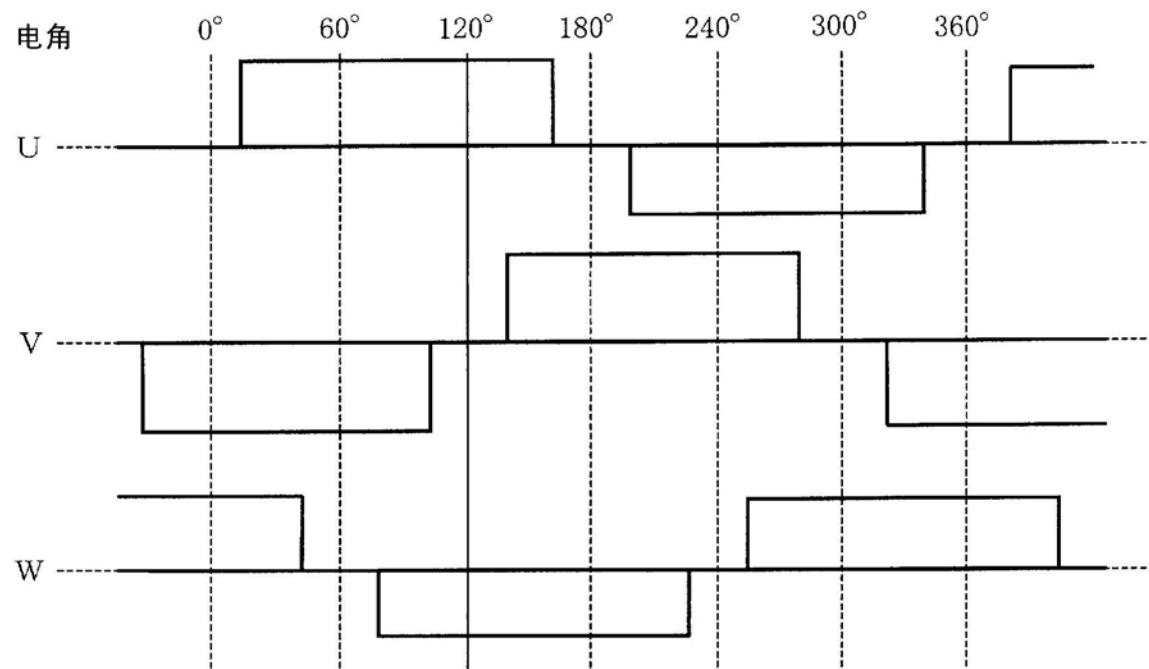


图62

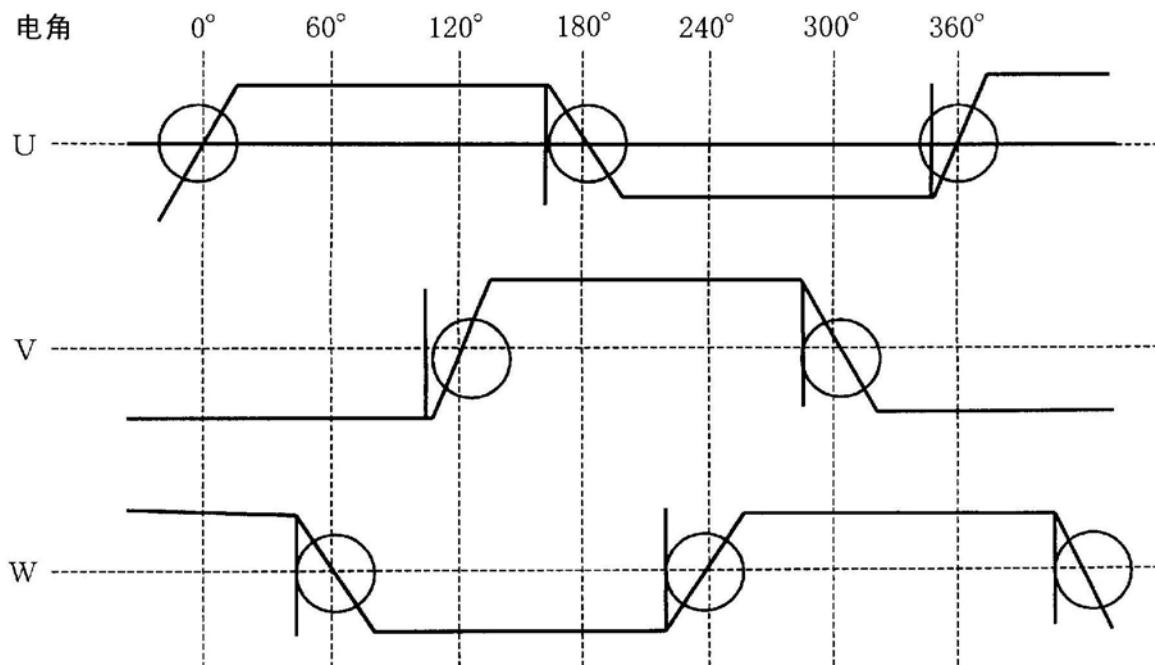


图63

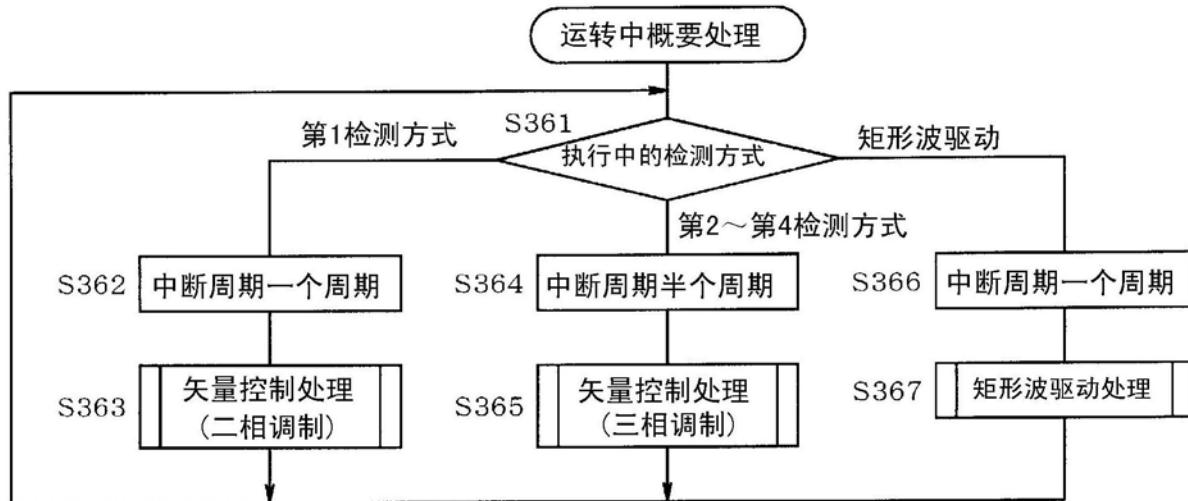


图64

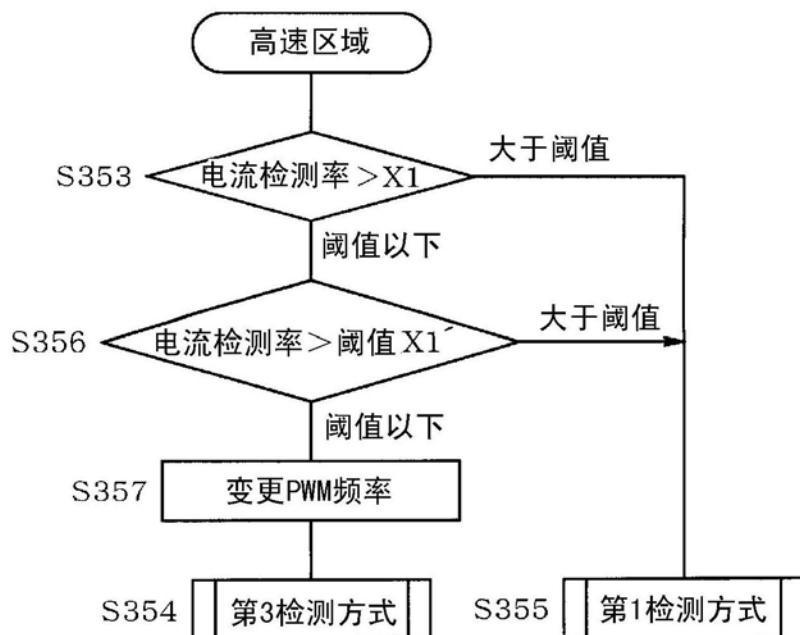


图65

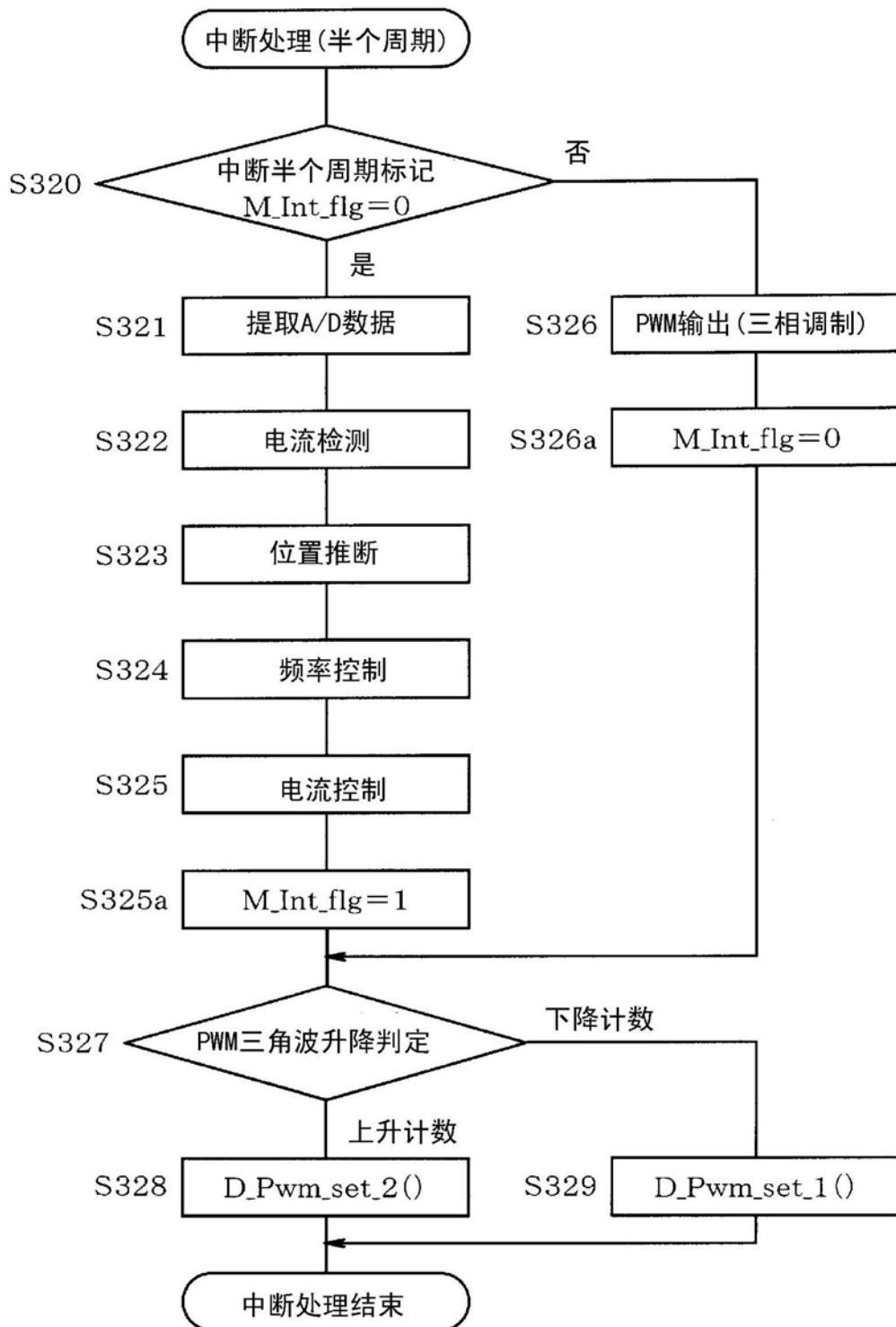


图66

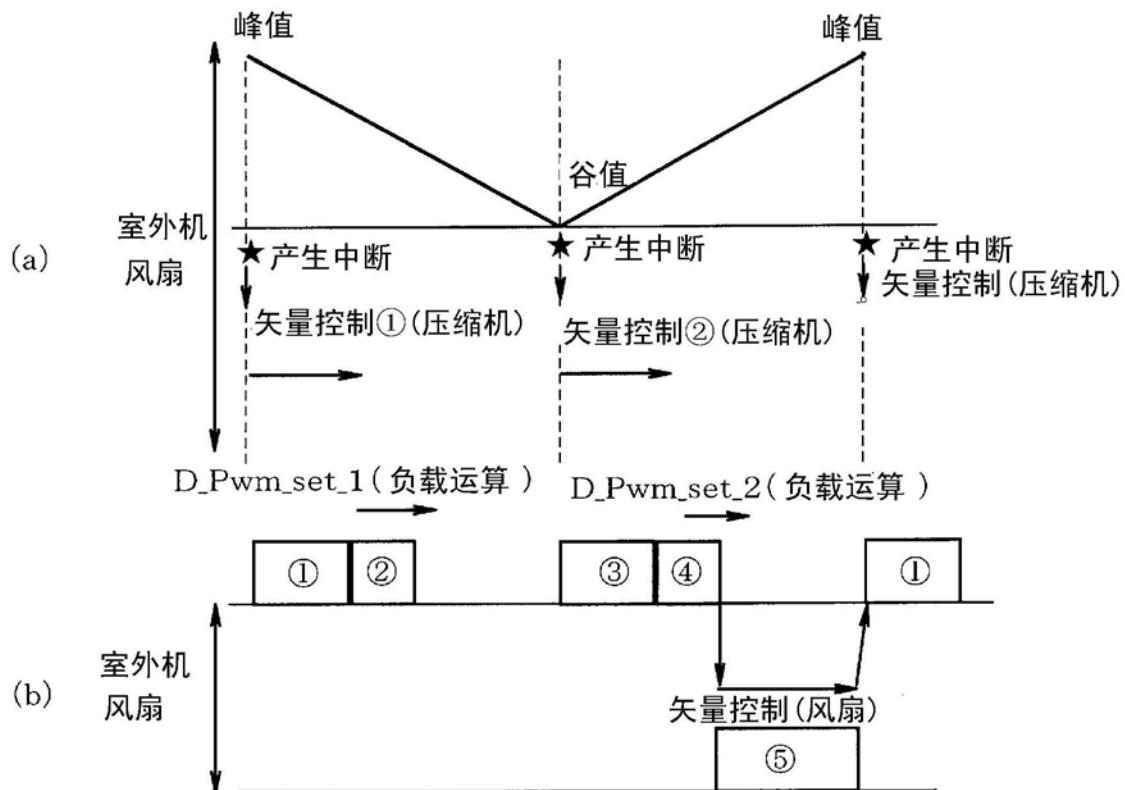


图67

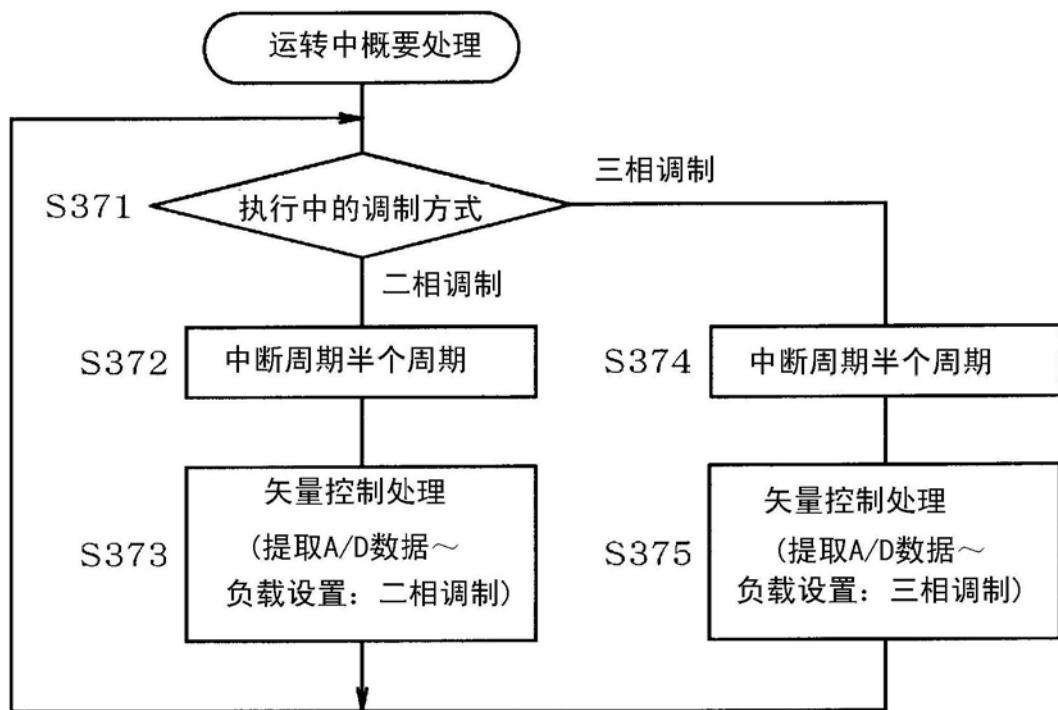


图68

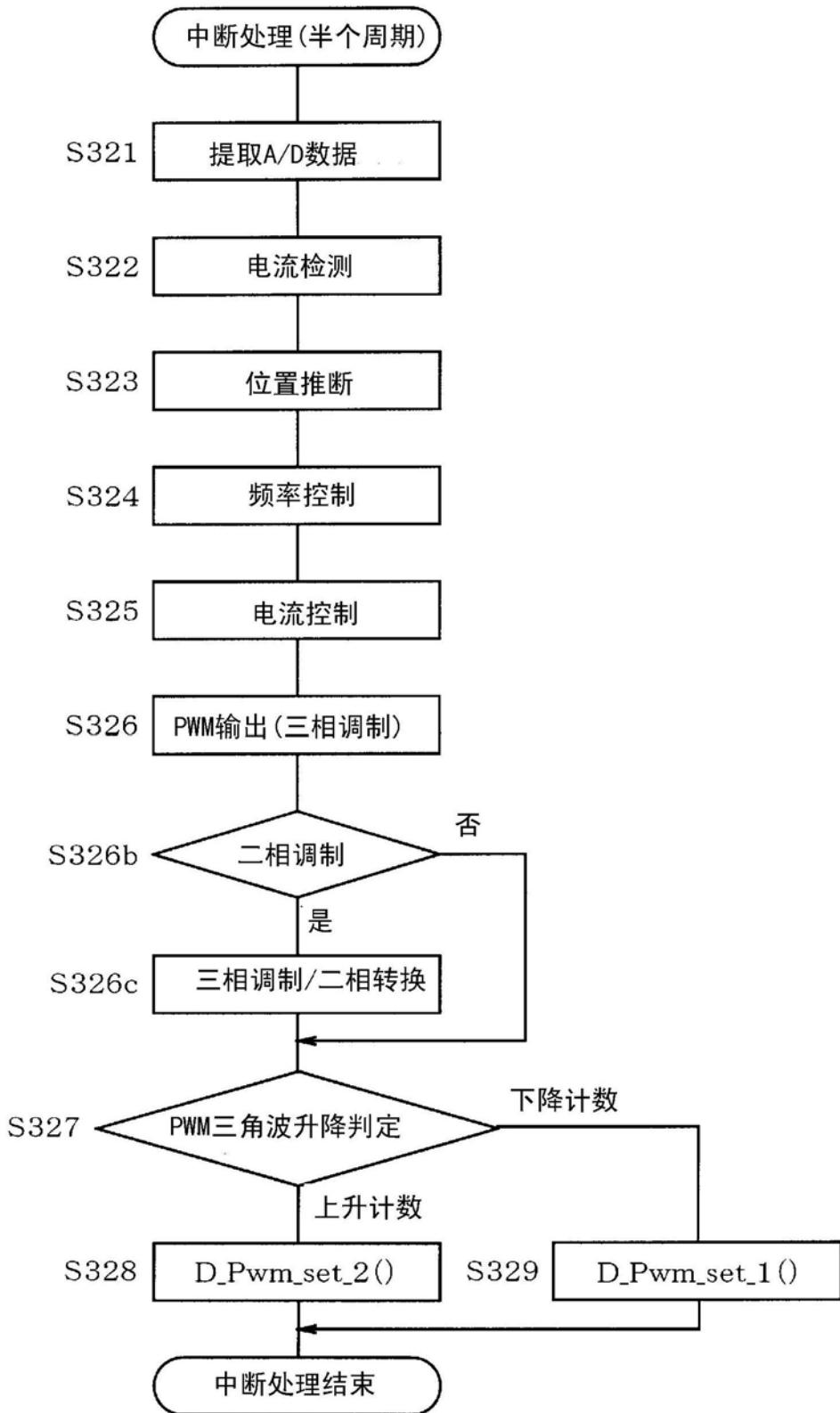


图69

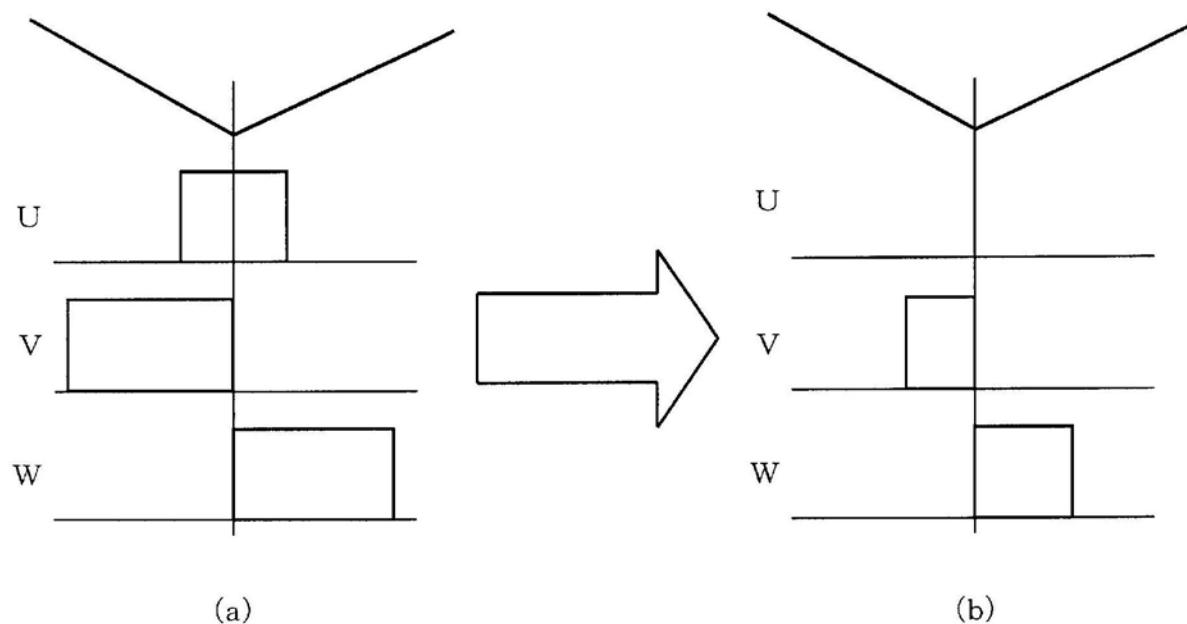


图70