



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110226285 B

(45) 授权公告日 2022. 12. 16

(21) 申请号 201780082754.8

(22) 申请日 2017.12.19

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110226285 A

(43) 申请公布日 2019.09.10

(30) 优先权数据  
2017-001890 2017.01.10 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2019.07.09

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2017/045505 2017.12.19

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02018/131397 JA 2018.07.19

(73) 专利权人 株式会社电装  
地址 日本爱知县

(72) 发明人 藤岛优也

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100  
专利代理师 胡曼

(51) Int.Cl.  
H02P 21/14 (2016.01)  
H02P 21/18 (2016.01)  
H02P 21/22 (2016.01)  
H02P 27/08 (2006.01)

(56) 对比文件  
US 2011062905 A1, 2011.03.17  
US 2011062905 A1, 2011.03.17  
JP 2016092989 A, 2016.05.23  
CN 102474208 A, 2012.05.23  
CN 102195561 A, 2011.09.21

审查员 卿龙

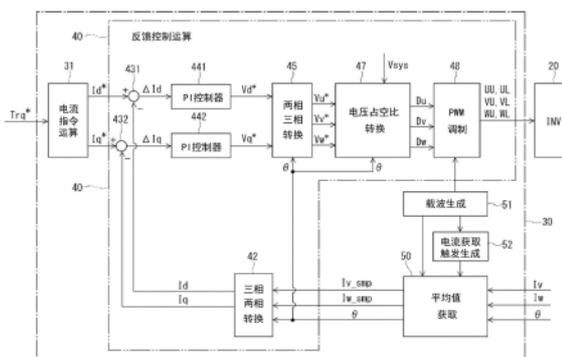
权利要求书2页 说明书10页 附图18页

(54) 发明名称

交流电动机的控制装置

(57) 摘要

逆变器(20)通过受到PWM控制的多个开关元件(21~26)的动作将直流电力转换成交流电力,并供给至交流电动机(80)。逆变器控制部(30)的反馈控制运算部(40)使用由对交流电动机(80)中流动的电流进行检测的电流传感器(87、88)获取的电流值 $I_{v\_smp}$ 、 $I_{w\_smp}$ 和交流电动机(80)的旋转角度 $\theta$ ,以PWM控制下的三角波载波的N/2周期进行控制运算,N为自然数。在获取电流传感器(87、88)检测到的电流值时,平均值获取部(50)对载波的峰与谷之间的期间即载波半周期内的电流值的平均值进行计算,或者在能获取被视为该电流值的平均值的值的时刻获取电流值。



1. 一种交流电动机的控制装置,其特征在于,包括:

逆变器,所述逆变器通过受到PWM控制的多个开关元件的动作将直流电力转换成交流电力,并供给至交流电动机;

反馈控制运算部,反馈控制运算部使用由对所述交流电动机中流动的电流进行检测的一个以上的电流传感器获取的电流值和所述交流电动机的旋转角度,在PWM控制下的三角波载波的 $N/2$ 周期进行控制运算, $N$ 为自然数;以及

平均值获取部,在获取所述电流传感器检测到的电流值时,所述平均值获取部对载波的峰与谷之间的期间即载波半周期内的电流值的平均值进行计算,或者在能获取被视为所述电流值的平均值的值的时刻获取电流值,

将所述交流电动机中流动的电流信号经由所述电流传感器和控制装置的接收电路而被识别为控制运算所能利用的值为止的时间定义为检测延迟时间,

所述平均值获取部在相对于载波的峰或谷的时刻延迟所述检测延迟时间的时刻获取所述电流传感器检测到的电流值。

2. 如权利要求1所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

所述平均值获取部在载波的峰或谷的时刻获取所述交流电动机的旋转角度。

3. 如权利要求1所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

所述平均值获取部在相对于载波的峰或谷的时刻延迟所述检测延迟时间的时刻,与对应的电流值同时地获取所述交流电动机的旋转角度。

4. 如权利要求3所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

所述反馈控制运算部将修正后旋转角度用于控制运算,所述修正后旋转角度是从所述平均值获取部获取的所述交流电动机的旋转角度减去与所述检测延迟时间内的旋转角度变化量相当的修正值而得到的值。

5. 如权利要求1~4中任一项所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

在所述平均值获取部获取互相对应的电流值和所述交流电动机的旋转角度之后,所述反馈控制运算部开始使用所述电流值和旋转角度的控制运算。

6. 如权利要求1所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

将所述交流电动机中流动的电流信号经由所述电流传感器和控制装置的接收电路而被识别为控制运算所能利用的值为止的时间定义为检测延迟时间,

将接通动作和断开动作相对于指令所述开关元件的栅极信号的平均延迟时间设为元件动作延迟时间,

所述平均值获取部在相对于载波的峰或谷的时刻延迟加法延迟时间的时刻获取所述电流传感器检测到的电流值,所述加法延迟时间是所述检测延迟时间加上所述元件动作延迟时间而得到的时间。

7. 如权利要求1~4、6中任一项所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

针对多个所述电流传感器中的每一个单独设定所述检测延迟时间。

8. 如权利要求5所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

针对多个所述电流传感器中的每一个单独设定所述检测延迟时间。

9. 如权利要求7所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

在所述平均值获取部获取设定有所述检测延迟时间的所有电流传感器检测到的多个

电流值和对应的所述交流电动机的旋转角度之后,所述反馈控制运算部开始使用这些电流值和旋转角度的控制运算。

10. 如权利要求8所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

在所述平均值获取部获取设定有所述检测延迟时间的所有电流传感器检测到的多个电流值和对应的所述交流电动机的旋转角度之后,所述反馈控制运算部开始使用这些电流值和旋转角度的控制运算。

11. 如权利要求1所述的交流电动机的控制装置,其特征在于,

所述平均值获取部对在设定为所述载波半周期以内的长度的持续获取期间多次采样的电流值的平均值进行计算。

## 交流电动机的控制装置

[0001] 相关申请的援引

[0002] 本申请以2017年1月10日申请的日本专利申请号2017-001890号的申请为基础,在此援引其记载内容。

### 技术领域

[0003] 本发明涉及一种交流电动机的控制装置。

### 背景技术

[0004] 以往,在电流反馈控制中,已知有一种技术,可降低因检测电流相对于实际电流的延迟而产生的检测误差。例如,专利文献1所公开的电动机控制装置通过对dq坐标轴的角度修正与电流传感器的延迟时间量相当的相位( $\theta_c$ )的量,使实际的dq轴电流的相位角与控制系统内的dq轴电流的相位角相等。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献1:日本专利特开平9-308300号公报

### 发明内容

[0008] 在逆变器的PWM控制中,一般而言,上下桥臂的开关元件跨越三角波载波的峰或谷的时刻交替地接通。在上桥臂元件的接通期间,相电流增大,在下桥臂元件的接通期间,相电流减小,因此产生电流纹波(日文:電流リップル)。此外,电流传感器所检测出的电流在三角波载波的峰或谷的时刻采样。在无电流传感器的检测延迟的理想状态下获取电流纹波的中心值。但是,实际上,由于电流传感器的检测延迟等,会获取偏离电流纹波的中心值的值,有时会因为延迟时间的不同而获取到电流纹波的峰值。将这样的、电流获取值从电流纹波的中心值的偏离称为电流纹波误差。专利文献1的现有技术不过是对角度误差进行修正,而无法降低因电流传感器的检测延迟等而导致的电流纹波误差。

[0009] 本发明的目的在于提供一种交流电动机的控制装置,可降低PWM控制中因电流传感器的检测延迟而导致的电流获取值的误差,提高控制运算的精度。

[0010] 本发明的交流电动机的控制装置包括逆变器、反馈控制运算部和平均值获取部。逆变器通过受到PWM控制的多个开关元件的动作将直流电力转换成交流电力,并供给至交流电动机。

[0011] 在本说明书中,“交流电动机”包括交流驱动的电动机、发电机和电动发电机,例如对应于用作混合动力汽车、电动汽车的主机且产生用于驱动驱动轮的扭矩的电动发电机。此外,例如,对电动发电机的通电进行控制的控制装置对应于“交流电动机的控制装置”。

[0012] 反馈控制运算部使用由对交流电动机中流动的电流进行检测的一个以上的电流传感器获取的电流值和交流电动机的旋转角度,以PWM控制下的三角波载波的( $N/2$ )周期( $N$ 为自然数)进行控制运算。在获取电流传感器检测到的电流值时,平均值获取部对载波的峰

与谷之间的期间即载波半周期内的电流值的平均值进行计算,或者在能获取被视为该电流值的平均值的值的时刻获取电流值。

[0013] 根据本发明,着眼于PWM控制下的电流纹波,平均值获取部获取相当于电流纹波的中心值的“载波半周期内的电流值的平均值”。然后,反馈控制运算部使用平均值获取部获取的电流值和旋转角度进行矢量控制、反馈控制的控制运算。因此,能降低PWM控制中因电流传感器的检测延迟而导致的电流获取值的误差,提高控制运算的精度。

[0014] 在此,将交流电动机中流动的电流信号经由电流传感器和控制装置的接收电路而被识别为控制运算所能利用的值为止的时间定义为“检测延迟时间”。本发明一方式的平均值获取部在相对于载波的峰或谷的时刻延迟检测延迟时间的时刻获取电流传感器检测到的电流值。根据上述方式,仅利用对电流获取时刻进行调节的逻辑,就能适当地获取“被视为载波半周期内的电流值的平均值的值”。

[0015] 此外,以交流电动机的旋转角度无检测延迟为前提。平均值获取部也可以在载波的峰或谷的时刻获取交流电动机的旋转角度。或者,平均值获取部也可以在相对于载波的峰或谷的时刻延迟检测延迟时间的时刻,与对应的电流值同时地获取交流电动机的旋转角度。在上述情况下,优选将从获取的旋转角度减去与检测延迟时间内的旋转角度变化量相当的修正值而得的修正后旋转角度用于控制运算。

[0016] 本发明的另一方式的平均值获取部对在设定为载波半周期以内的长度的持续获取期间多次采样的电流值的平均值进行计算。根据上述方式,不会受到因部件的温度特性、经时劣化等而导致的检测延迟时间不均的影响,能够计算出载波半周期内的电流值的平均值。

## 附图说明

[0017] 参照附图和以下详细的记述,可以更明确本发明的上述目的、其它目的、特征和优点。附图如下所述。

[0018] 图1是各实施方式的交流电动机的控制装置所适用的MG驱动系统的示意结构图。

[0019] 图2是图1的逆变器控制部的控制框图。

[0020] 图3是对电流传感器的检测延迟时间进行定义的图。

[0021] 图4是对针对现有技术问题的角度修正进行说明的时序图。

[0022] 图5是对PWM控制中的电流纹波进行说明的图。

[0023] 图6是对电流传感器的检测延迟所造成的影响进行说明的图。

[0024] 图7是第一实施方式的视为平均值获取处理的概念图。

[0025] 图8是表示电角度一周期的相电流及角度与第一实施方式的电流采样时刻的关系的时序图。

[0026] 图9是第一实施方式的视为平均值获取处理的时序图。

[0027] 图10是第一实施方式的视为平均值获取处理的流程图。

[0028] 图11是表示电角度一周期的相电流及角度与第二实施方式的电流采样时刻的关系的时序图。

[0029] 图12A是第二实施方式的角度修正的框图。

[0030] 图12B是第二实施方式的角度修正的修正说明图。

- [0031] 图13是第二实施方式的视为平均值获取处理的时序图。  
[0032] 图14是第二实施方式的视为平均值获取处理的流程图。  
[0033] 图15是第三实施方式的视为平均值获取处理的概念图。  
[0034] 图16是第四实施方式的视为平均值获取处理的时序图。  
[0035] 图17是第四实施方式的视为平均值获取处理的流程图。  
[0036] 图18是第五实施方式的平均值计算处理的概念图。  
[0037] 图19是第五实施方式的平均值计算处理的时序图。  
[0038] 图20是第五实施方式的平均值计算处理的流程图。

### 具体实施方式

[0039] 以下,基于附图对交流电动机的控制装置的多个实施方式进行说明。第一~第五实施方式统称为“本实施方式”。本实施方式的交流电动机的控制装置是在对混合动力汽车、电动汽车的动力源即电动发电机(以下称为“MG”)进行驱动的系统,对三相交流电动机即MG的通电进行控制的装置。各实施方式的“MG”和“MG控制装置”相当于“交流电动机”和“交流电动机的控制装置”。

[0040] [系统结构]

[0041] 首先,参照图1,对各实施方式的MG控制装置所适用的MG驱动系统的整体结构进行说明。在图1中,例示了包括一个MG的系统。MG驱动系统90是将能充放电的充电电池即电池11的直流电力利用逆变器20转换成三相交流电力并供给至MG 80的系统。在MG驱动系统90中,MG控制装置10主要包括逆变器20和逆变器控制部30。另外,MG控制装置10也可以适用于包括转换器的MG驱动系统,上述转换器将电池11的电压升压并输出至逆变器20。此外,MG控制装置10也同样能适用于包括两个以上的MG的MG驱动系统。

[0042] MG 80是例如永磁体式同步型的三相交流电动机。根据本实施方式,MG 80兼具:产生对混合动力汽车的驱动轮进行驱动的扭矩的电动机的功能;以及通过发电对从发动机、驱动轮传递的扭矩进行能量回收的发电机的功能。

[0043] 在与MG 80的三相绕组81、82、83中的一相以上的绕组连接的电流路径上,设置有对相电流进行检测的电流传感器。在图1的例中,在与V相绕组82及W相绕组83连接的电流路径上,分别设置有对相电流 $I_v$ 、 $I_w$ 进行检测的电流传感器87、88,基于基尔霍夫定律来推定剩余的U相的电流 $I_u$ 。根据其它实施方式,既可以对任意两相的电流进行检测,也可以对三相的电流进行检测。或者也可以采用基于一相的电流检测值对其它两相的电流进行推定的技术。

[0044] 旋转角度传感器85对MG 80的旋转角度 $\theta$ 进行检测。根据本实施方式,假定使用解析器作为旋转角度传感器85,但也可以使用其它旋转角度传感器。在本说明书中,旋转角度 $\theta$ 表示将机械角度除以磁极对数所得的电角度。此外,在实施方式的说明中,适当地将MG 80的旋转角度简称为“角度”。另外,根据其它实施方式,在未设置旋转角度传感器的无位置传感器控制的系统中,MG控制装置10也可以获取推定的旋转角度。

[0045] 逆变器20的上下桥臂的六个开关元件21~26进行电桥连接。详细而言,开关元件21、22、23分别是U相、V相、W相的上桥臂的开关元件,开关元件24、25、26分别是U相、V相、W相的下桥臂的开关元件。开关元件21~26例如由IGBT构成,且并联连接有允许电流从低电位

侧向高电位侧流动的回流二极管。

[0046] 逆变器20根据来自逆变器控制部30的栅极信号UU、UL、VU、VL、WU、WL,使开关元件21~26动作,从而将直流电力转换为三相交流电力。然后,将与逆变器控制部30运算出的电压指令对应的相电压 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 施加于MG 80的各相绕组81、82、83。平滑电容器15使输入至逆变器20的系统电压 $V_{sys}$ 平滑化。例如通过电压传感器27检测系统电压 $V_{sys}$ 。

[0047] 逆变器控制部30由微型计算机等构成,在内部包括未图示的CPU、ROM、I/O以及将上述结构连接的母线等。微型计算机通过利用CPU运行预先存储的程序的软件处理、专用电路的硬件处理来执行控制。

[0048] 逆变器控制部30输入有:电流传感器87、88检测出的两相的相电流 $I_v$ 、 $I_w$ ;以及旋转角度传感器85检测出的旋转角度 $\theta$ 。此外,从高阶控制电路向逆变器控制部30输入扭矩指令 $Trq^*$ 。逆变器控制部30基于上述信息,对操作逆变器20的栅极信号UU、UL、VU、VL、WU、WL进行运算。逆变器20根据栅极信号UU、UL、VU、VL、WU、WL使开关元件21~26动作,从而将从电池11输入的直流电力转换成交流电力并供给至MG 80。

[0049] [逆变器控制部的结构]

[0050] 接着,参照图2,对逆变器控制部30的结构进行说明。本实施方式的逆变器控制部30基本上具有用于进行矢量控制、电流反馈控制和PWM控制的结构。此外,作为特有的结构,本实施方式的逆变器控制部30具有平均值获取部50等。电流指令运算部31基于扭矩指令 $Trq^*$ ,使用映射、数学式对d轴电流指令 $I_d^*$ 和q轴电流指令 $I_q^*$ 进行运算。

[0051] 从平均值获取部50向三相两相转换部42输入有V相电流采样值 $I_{v\_smp}$ 、W相电流采样值 $I_{w\_smp}$ 和旋转角度 $\theta$ 。这些相电流采样值 $I_{v\_smp}$ 、 $I_{w\_smp}$ 和旋转角度 $\theta$ 是理想上相同时刻的数据。以下,将理想上相同时刻的电流值和旋转角度称为“互相对应的电流值和旋转角度”。

[0052] 三相两相转换部42使用旋转角度 $\theta$ 将相电流采样值 $I_{v\_smp}$ 、 $I_{w\_smp}$ 坐标转换成dq轴电流 $I_d$ 、 $I_q$ ,并进行反馈。电流减法器431、432分别计算:由三相两相转换部42反馈的d轴电流 $I_d$ 、q轴电流 $I_q$ 与d轴电流指令 $I_d^*$ 、q轴电流指令 $I_q^*$ 的电流偏差 $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_q$ 。

[0053] PI控制器441、442分别通过比例积分运算来计算d轴电压指令 $V_d^*$ 和q轴电压指令 $V_q^*$ ,以使d轴电流偏差 $\Delta I_d$ 和q轴电流偏差 $\Delta I_q$ 收敛至0。另外,PI控制器也可以构成为包括微分运算的PID控制器。此外,除了由PI控制器441、442运算的反馈项以外,单独计算的前馈项也可以加到d轴电压指令 $V_d^*$ 和q轴电压指令 $V_q^*$ 。

[0054] 两相三相转换部45使用旋转角度 $\theta$ 将dq轴电压指令 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ 转换成三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 。电压占空比转换部47基于系统电压 $V_{sys}$ 和旋转角度 $\theta$ ,将各相的电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 转换成指令占空比 $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ 。

[0055] PWM调制部48通过将各相的指令占空比 $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ 与载波进行比较,从而生成使逆变器20的开关元件21~26动作的栅极信号UU、UL、VU、VL、WU、WL,并输出至逆变器20。将上述三相两相转换部42至PWM调制部48的要素组称为反馈控制运算部40。反馈控制运算部40是基于从平均值获取部50输入的电流值和角度数据进行一系列的反馈控制运算的部分。

[0056] 接下来,对载波生成部51、电流获取触发生成部52和平均值获取部50进行说明。载波生成部51生成PWM控制的三角波载波并输出至PWM调制部48。三角波载波呈峰至谷的期间与谷至峰的期间相同的对称形,将载波的峰与谷之间的期间定义为“载波半周期”。另外,也

可以采用根据MG 80的转速、调制系数来改变载波频率等的公知技术。此外,以往,一般在PWM控制中,载波的峰或谷的时刻用作获取电流传感器87、88检测到的相电流和旋转角度传感器85检测到的角度的时刻。如后所述,通过在载波的峰或谷的时刻对电流进行采样,能够理想地获取电流纹波的中心值。

[0057] 但是在现实中,由于电流传感器的检测延迟,因此存在控制装置获取的电流与实际电流之间会产生误差这样的问题。关于上述问题,参照图3~图6。另外,由解析器检测的旋转角度 $\theta$ 不会产生实质的延迟。因此,根据假定使用解析器作为旋转角度传感器85的本实施方式,以旋转角度 $\theta$ 无检测延迟为前提,仅将电流传感器的检测延迟作为问题。

[0058] 图3中示出控制装置获取电流传感器检测到的电流值的一般结构。在图3中,使用图1的V相电流传感器的符号“87”作为电流传感器的符号。电流传感器87检测相电流作为模拟信号,并发送至经由连接器71连接的控制装置70。控制装置70的接收电路72从电流传感器87接收模拟信号。A/D转换部将模拟信号转换成数字信号并输出至控制运算部74。这样,将电流信号经由电流传感器87和控制装置70的接收电路而被识别为控制运算所能利用的值为止的时间定义为“检测延迟时间”。

[0059] 如图4所示,由于电流传感器的检测延迟,因此,检测电流相对于实际电流延迟。根据专利文献1(日本专利特开平9-308300号公报)所公开的现有技术,针对电流传感器的检测延迟,对dq坐标轴的角度修正与电流传感器的延迟时间量相当的相位 $\theta_c$ 的量。由此,能修正角度误差。

[0060] 但是,在更短时间范围的时序图即图5中,在PWM控制中,根据载波与占空比的大小关系使开关元件接通/断开。以下,在对基于载波的时刻进行说明的时序图中,各相通用地将图2的指令占空比 $D_u$ 、 $D_v$ 、 $D_w$ 统一表示为“占空比”。占空比表示上桥臂元件相对于开关周期的接通时间比率。在占空比大于载波的期间,栅极信号接通。

[0061] 实际电流在栅极信号的接通期间上升,在断开期间下降,从而产生纹波。如白色圆圈所示,载波的谷的时刻的实际电流相当于上升时纹波的中心值,载波的峰的时刻的实际电流相当于下降时纹波的中心值。

[0062] 当在载波的峰或谷的时刻对相对于实际电流延迟的检测电流进行采样时,如向下三角标记所示,载波的谷的时刻的电流值比纹波的中心值小。此外,如向上三角标记所示,载波的峰的时刻的电流值比纹波的中心值大。有时会根据检测延迟时间,在载波的峰或谷的时刻对电流纹波的峰值进行采样。将这样的、电流获取值从电流纹波的中心值的偏离称为电流纹波误差。根据专利文献1的现有技术,无法降低因电流传感器的检测延迟等而导致的电流纹波误差。

[0063] 其结果是,如图6所示,基于检测电流的采样值识别的电流波形的电流振幅有效值相对于实际电流的电流振幅有效值产生误差。上述误差的量随电流纹波的大小、检测延迟时间而变动。而且,通过基于包含误差的电流值进行反馈控制运算,对于期望的扭矩指令 $Trq^*$ 而言,MG 80的输出扭矩的精度会降低。

[0064] 针对上述问题,本实施方式的逆变器控制部30包括平均值获取部50,在获取电流传感器87、88检测到的电流值时,上述平均值获取部50获取“载波半周期内的电流值的平均值”。上述“载波半周期内的电流值的平均值”是相当于电流纹波的中心值的值。此外,电流获取触发生成部52指令平均值获取部50获取电流的时刻。另外,在本说明书中,“获取”和

“采样”用于表示大致相同的意思。

[0065] 接着,在每个实施方式中,对平均值获取部50的具体结构进行说明。以下实施方式大体分为第一~第四实施方式和第五实施方式。根据第一~第四实施方式,平均值获取部50在相对于载波的峰或谷的时刻延迟规定时间的时刻获取电流传感器87、88检测到的电流,从而获取被视为载波半周期内的电流值的平均值的值。与之相对,根据第五实施方式,平均值获取部50计算出载波半周期内的电流值的平均值。

[0066] 也就是说,根据第一~第四实施方式,在设定为“用于获取被视为平均值的检测电流值的最佳时刻”的时刻获取检测电流。因此,将第一~第四实施方式的平均值获取处理称为“视为平均值获取处理”。另一方面,根据第五实施方式,如字面意思,计算出载波半周期内的电流值的平均值。将第五实施方式的平均值获取处理称为“平均值计算处理”。

[0067] (第一实施方式)

[0068] 参照图7~图10对第一实施方式进行说明。在图7中,针对任意相示出电角度一周期的相电流及角度与电流采样时刻的关系。纵向的虚线是载波的峰或谷的时刻。虚线上标注的白色圆圈标记的电流值R表示某一载波的峰或谷的时刻 $t_{cpk}$ 的实际电流,三角标记的电流值F表示该时刻 $t_{cpk}$ 的检测电流。此外,由于如上所述角度无检测延迟这样的前提,因此,方形标记的角度 $\theta$ 表示载波的峰或谷的时刻 $t_{cpk}$ 的实际角度,并且表示在该时刻 $t_{cpk}$ 获取的检测角度。

[0069] 在检测电流相对于实际电流无延迟且一致的理想状态下,当在载波的峰或谷的时刻对检测电流进行采样时,可精度优良地获取互相对应的电流值R和角度 $\theta$ 。但是在现实中,由于检测电流相对于实际电流延迟检测延迟时间 $DL_{sns}$ 的量,因此,在载波的峰或谷的时刻采样的电流值F与角度 $\theta$ 的对应关系会产生误差。

[0070] 因此,根据第一实施方式,将相对于载波的峰或谷的时刻 $t_{cpk}$ 延迟检测延迟时间 $DL_{sns}$ 的时刻设定为由单点划线表示的电流采样时刻 $t_{smp}$ 。单点划线上标注的阴影圆圈标记的电流值S表示电流采样时刻 $t_{smp}$ 的检测电流。根据第一实施方式,仅电流在电流采样时刻 $t_{smp}$ 采样,角度 $\theta$ 在载波的峰或谷的时刻 $t_{cpk}$ 采样,由此,能与理想状态同样精度优良地获得互相对应的电流值S和角度 $\theta$ 。上述电流值S相当于图2中从平均值获取部50输出的V相电流 $I_{v\_smp}$ 和W相电流 $I_{w\_smp}$ 。

[0071] 图8是比图7短的时间范围的时序图,表示对载波信号一周期内的实际电流、检测电流和指令上桥臂元件的栅极信号的关系。在占空比大于载波信号的期间,栅极信号接通。根据第一实施方式,上桥臂元件实际接通动作的期间与栅极信号的接通期间一致。第一实施方式的平均值获取部50在相对于载波的峰或谷的时刻 $t_{spk}$ 延迟检测延迟时间 $DL_{sns}$ 的时刻 $t_{smp}$ 对检测电流进行采样。

[0072] 接下来,参照图9的时序图和图10的流程图。在图9的时序图中,示出载波周期的两个周期的期间。根据图9的示例,在载波的各峰和各谷的时刻、即每 $(1/2)$ 周期获取一相以上的电流和角度,并使用这些电流和角度的值执行各种控制运算。根据本实施方式,各种控制运算在下一载波的峰或谷的时刻以前结束,在下一 $(1/2)$ 周期开始时更新。

[0073] 在图9中,空心框箭头表示由载波生成部51生成载波触发的时刻。也就是说,生成载波触发的时刻为“载波的峰或谷的时刻”。斜线阴影的框箭头表示由电流获取触发生成部52生成电流获取触发的时刻。根据第一实施方式,在从多个电流传感器获取检测电流时,针

对各电流传感器的检测电流使用共用的电流获取触发。横线阴影的长方形表示获取角度数据的时刻。虚线箭头表示获取的角度数据的保持期间。斑点花纹(日文:梨地模様)的长方形表示执行各种控制运算的期间。各部分一并标注的S编号表示图10的流程图对应的步骤编号。

[0074] 在图9中,在相对于载波触发延迟检测延迟时间DLsns之后,生成电流获取触发。角度在载波触发的生成时刻获取之后,保持到电流获取触发的生成时刻为止。控制运算在电流获取触发的生成时刻开始,在下一载波触发的生成时刻以前结束。

[0075] 在图10以下的流程图的说明中,符号“S”表示步骤。另外,为了便于与其它实施方式的流程图共用步骤编号,有时在各实施方式的步骤编号中会产生缺失编号。在图10中,S1~S5的主体为平均值获取部50,S10、S12的主体为反馈控制运算部40。平均值获取部50在S1中检测载波触发的同时,在S2中从旋转角度传感器85获取角度数据,在S3中保持角度数据。S3的角度数据保持持续到在S4中判断为检测到电流获取触发为止。当检测到电流获取触发而在S4中判断为“是”时,平均值获取部50在S5中从各相的电流传感器87、88获取电流值。

[0076] 这样,平均值获取部50获取一相以上的互相对应的电流值和角度,并输出至反馈控制运算部40。在S10中,反馈控制运算部40使用平均值获取部50输出的电流值和角度进行控制运算。此外,在S12中,反馈控制运算部40在下一载波的峰或谷的时刻更新运算结果。

[0077] (效果)

[0078] 对第一实施方式的MG控制装置10的效果进行说明。

[0079] (1) 平均值获取部50获取相当于PWM控制中的电流纹波的中心值的“载波半周期内的电流值的平均值”。反馈控制运算部40使用平均值获取部50获取的电流值和角度进行矢量控制、反馈控制的控制运算。因此,能降低PWM控制中因电流传感器87、88的检测延迟而导致的电流获取值的误差,提高控制运算的精度。

[0080] (2) 平均值获取部50在相对于载波的峰或谷的时刻延迟检测延迟时间DLsns的时刻获取电流传感器87、88检测到的电流值。由此,仅利用对电流获取时刻进行调节的逻辑,就能适当地获取“被视为载波半周期内的电流值的平均值的值”。

[0081] (3) 在平均值获取部50获取了互相对应的电流值和角度之后,反馈控制运算部40开始使用该电流值和旋转角度的控制运算。通过使用相同时刻的数据作为一组,能够提高控制运算的精度。

[0082] 在以下的第二~第五实施方式的说明中,时序图的记载与第一实施方式的图7、图8、图9的方式相符。此外,在与第一实施方式的图10实质相同的步骤中标注相同的步骤编号,并省略部分说明。

[0083] (第二实施方式)

[0084] 以下,参照图11~图14对第二实施方式进行说明。第二实施方式相对于第一实施方式仅角度获取时刻不同。如图11所示,平均值获取部50在相对于载波的峰或谷的时刻延迟检测延迟时间DLsns的时刻,同时获取电流值S和角度 $\theta_{smp}$ 。

[0085] 在图12A中示出角度修正运算的结构。首先,将与电气频率成比例的转速N(rpm)乘以延迟时间系数k(deg/rpm),计算出修正值 $\Delta\theta(=kN)$ 。接下来,由获取角度 $\theta_{smp}$ 减去修正值 $\Delta\theta$ 而计算出修正后角度 $\theta$ 。如图12B所示,修正值 $\Delta\theta$ 相当于检测延迟时间Lsns下的角度变化量。另外,转速N(rpm)与延迟时间系数k(deg/rpm)相乘也可以替换成旋转角速度(deg/

s)与延迟时间(deg)相乘。

[0086] 接下来,参照图13的时序图和图14的流程图。在图13中,角度的获取是在生成电流获取触发的时刻与电流获取同时进行的。在图14中,S6、S9是第二实施方式中特有的步骤。在S1中,平均值获取部50检测载波触发。之后,平均值获取部50在S4中对电流获取触发生成部52生成的电流获取触发进行检测,在S6中同时获取电流值和角度。此外,平均值获取部50在S9中对获取角度 $\theta_{\text{smp}}$ 进行修正,并将获取的电流值和修正后角度 $\theta$ 输出至反馈控制运算部40。

[0087] 在S10中,反馈控制运算部40使用平均值获取部50输出的电流值和修正后角度 $\theta$ 进行控制运算。另外,也可以是,平均值获取部50保持原样地输出获取角度 $\theta_{\text{smp}}$ ,反馈控制运算部40执行S9的角度修正。之后,在S12中,反馈控制运算部40更新运算结果。根据第二实施方式,可获得与第一实施方式相同的效果。

[0088] (第三实施方式)

[0089] 以下,参照图15对第三实施方式进行说明。第三实施方式除了电流传感器87、88的检测延迟以外,还考虑逆变器20的开关元件的动作延迟的影响来决定平均值获取部50的电流获取时刻。

[0090] 在图15中示出了指令上桥臂元件的栅极信号和上桥臂元件的实际开关动作的时刻。将接通动作相对于栅极信号的延迟时间设为a,将断开动作相对于栅极信号的延迟时间设为b。开关动作的接通期间的中间时刻 $t_{\text{sc}}$ 相对于栅极信号的接通期间的中间时刻 $t_{\text{gc}}$ 的延迟时间由接通动作和断开动作的平均延迟时间即“(a+b)/2”表示。将上述接通动作和断开动作的平均延迟时间定义为“元件动作延迟时间 $DL_{\text{sw}}$ ”。在此,上桥臂栅极信号的接通期间的中间时刻 $t_{\text{gc}}$ 与载波的谷的时刻 $t_{\text{cpk}}$ 一致。

[0091] 实际电流上升时纹波的中心值相对于载波的谷的时刻延迟上桥臂元件的元件动作延迟时间 $DL_{\text{sw}}$ 的量。此外,实际电流下降时纹波的中心值相对于载波的峰的时刻延迟下桥臂元件的元件动作延迟时间 $DL_{\text{sw}}$ 的量。因此,检测电流相对于载波的峰或谷的时刻 $t_{\text{cpk}}$ 延迟检测延迟时间 $DL_{\text{sns}}$ 加上元件动作延迟时间 $DL_{\text{sw}}$ 的加法延迟时间 $DL_{\text{add}}$ 的量。

[0092] 因此,第三实施方式的平均值获取部50在相对于载波的峰或谷的时刻 $t_{\text{cpk}}$ 延迟加法延迟时间 $DL_{\text{add}}$ 的修正时刻获取检测电流。由此,能够避免开关元件的动作延迟的影响,能够精度优良地以电流纹波的中心值获取检测电流。

[0093] (第四实施方式)

[0094] 参照图16的时序图和图17的流程图,对第四实施方式进行说明。根据上述第一实施方式,假定对V相电流 $I_v$ 和W相电流 $I_w$ 进行检测的两个电流传感器87、88的特性实质相同,并使用共用的检测延迟时间 $DL_{\text{sns}}$ 。与之相对,根据第四实施方式,着眼于两个电流传感器87、88的特性不均,针对每个电流传感器单独设定检测延迟时间 $DL_{\text{sns}}$ 。

[0095] 在图16、图17所示的例中,V相电流传感器87的检测延迟时间 $DL_{\text{sns\_V}}$ 比W相电流传感器88的检测延迟时间 $DL_{\text{sns\_W}}$ 短。换言之,电流获取触发生成部52在载波的峰或谷的时刻之后,先生成V相电流获取触发,后生成W相电流获取触发。

[0096] 在图17中,逐次地反复进行与来自各电流传感器87、88的电流获取及数据保持相关的步骤。即,S3A和S3B、S4A和S4B、S5A和S5B作为成对的步骤加以执行。在S1、S2、S3A中,与第一实施方式相同,平均值获取部50在检测载波触发的同时获取角度之后,对角度数据进

行保持。S3A的角度数据保持持续到在S4A中判断为检测到V相电流获取触发为止。当检测到V相电流获取触发而在S4A中判断为“是”时,平均值获取部50在S5A中从V相电流传感器87获取V相电流值。

[0097] 在S5A之后,在S3B中,V相电流值被保持,并且角度数据继续被保持。S3B的V相电流值和角度数据的保持持续到在S4B中判断为检测到W相电流获取触发为止。当检测到W相电流获取触发而在S4B中判断为“是”时,平均值获取部50在S5B中从W相电流传感器88获取W相电流值。

[0098] 这样,平均值获取部50获取两个电流传感器87、88检测到的两相的电流值和对应的角度,并将该电流值和角度输出到反馈控制运算部40。反馈控制运算部40在S10中使用平均值获取部50输出的V相、W相的电流值和角度进行控制运算,在S12中更新运算结果。

[0099] 另外,在由三个电流传感器检测三相电流的控制装置的结构中,反复进行三次与电流获取及数据保持相关的步骤。根据第四实施方式,针对多个电流传感器87、88中的每一个单独设定检测延迟时间 $DL_{sns}$ ,因此,即使在多个电流传感器的特性存在不均的情况下,对于各电流传感器的检测电流,也能精度优良地获取被视为与电流纹波的中心值相当的平均值的值。

[0100] 此外,在平均值获取部50获取设定有检测延迟时间的所有电流传感器87、88检测到的多个电流值和对应的角度之后,反馈控制运算部40开始使用这些电流值和角度的控制运算。通过使用相同时刻的数据作为一组,能够提高控制运算的精度。

[0101] (第五实施方式)

[0102] 参照图18~图20对第五实施方式进行说明。与第一~第四实施方式不同,根据第五实施方式,平均值获取部50对在载波周期以内的预先设定的持续获取期间多次采样的电流值的平均值进行计算。第五实施方式的电流获取触发生成部52不是在每个运算周期生成一次电流获取触发,而是生成持续获取期间的开始触发和结束触发。

[0103] 在图18所示的例中,持续获取期间 $P_{smp}$ 设定为跨及载波的谷时刻且在载波半周期以内的长度。在持续获取期间 $P_{smp}$ 以规定间隔 $\delta_{smp}$ 对检测电流进行多次采样。平均值获取部50对在持续获取期间 $P_{smp}$ 多次采样的电流值的平均值 $I_{avr}$ 进行计算。即使检测电流相对于实际电流延迟,持续获取期间 $P_{smp}$ 内的检测电流的平均值理论上也与实际电流的平均值、即电流纹波的中心值一致。这样,根据第五实施方式,计算出在持续获取期间多次采样的电流值的平均值,并用于反馈控制运算。

[0104] 接下来,参照图19的时序图和图20的流程图。在图19中,在整个持续获取期间 $P_{smp}$ 进行电流获取。在图20中,S7、S8、S11是第五实施方式中特有的步骤。在S1、S2、S3中,与第一实施方式相同,平均值获取部50在检测载波触发的同时获取角度之后,对角度数据进行保持。S3的角度数据保持持续到在S7中判断为检测到表示持续获取期间 $P_{smp}$ 结束的电流获取结束触发为止。

[0105] 当检测到电流获取结束触发而在S7中判断为“是”时,转移至S8。

[0106] 在S8中,平均值获取部50对在持续获取期间 $P_{smp}$ 多次采样的电流值的平均值 $I_{avr}$ 进行计算,并输出至反馈控制运算部40。反馈控制运算部40在S10中使用平均值获取部50输出的电流值的平均值 $I_{avr}$ 和角度进行控制运算,在S12中更新运算结果。此外,与S10的执行并行地,在S11中,对表示下一持续获取期间 $P_{smp}$ 的开始电流获取开始触发进行检测。

[0107] 根据第五实施方式,不是如第一~第四实施方式那样使电流获取时刻延迟,而是对在持续获取期间 $P_{smp}$ 多次采样的电流值的平均值 $I_{avr}$ 进行计算。由此,第五实施方式的MG控制装置不会受到因部件的温度特性、经时劣化等而导致的检测延迟时间 $DL_{sns}$ 不均的影响,能够计算出载波半周期内的电流值的平均值。

[0108] (其它实施方式)

[0109] (a) 根据上述实施方式,基于在载波的各峰和各谷的每个时刻获取的电流值和角度,以载波(1/2)周期执行反馈控制运算。在此,反馈控制运算的时间比载波(1/2)周期短。但是,反馈控制运算的运算周期也可以设定为载波的1个周期、1.5个周期、2个周期等载波(N/2)周期(N为自然数)。例如,在载波频率与转速同步且控制运算量多的情况下,在高速旋转区域,最好将运算周期设定为比载波(1/2)周期长。此外,在欲特意降低响应性时等,也可以将运算周期设定得较长。

[0110] (b) 三角波载波也可以呈峰至谷的期间与谷至峰的期间不同的非对称形。在上述情况下,“载波半周期”的术语并不表示严格的(1/2)周期,而仅解释为载波的“单程的期间”。

[0111] (c) 在上述实施方式的时序图中,对定义为上桥臂元件的接通时间比率的占空比大于载波期间、上桥臂元件的栅极信号设为接通的情况进行了说明。但是,对于下桥臂元件,也可以定义占空比或表示栅极信号,在上述情况下,有时图会上下翻转。

[0112] (d) 在本发明适用的系统中驱动的交流电动机的相的数量并不局限于三相,也可以是任意相。此外,交流电动机并不局限于永磁体式同步型电动机,也可以是感应电动机、其它的同步电动机。

[0113] (e) 本发明的交流电动机的控制装置并不局限于混合动力汽车、电动汽车的MG驱动系统,也可以适用于各种用途的交流电动机驱动系统。

[0114] 以上,本发明不限于上述实施方式,能在不脱离本发明主旨的范围内以各种方式实施。

[0115] 根据实施方式对本发明进行了记述。然而,本发明并不限定于上述实施方式和结构。本发明也包含各种各样的变形例、等同范围内的变形。此外,各种各样的组合、方式、进一步包含有仅一个要素、一个以上或一个以下的其它组合、方式也属于本发明的范畴、思想范围。

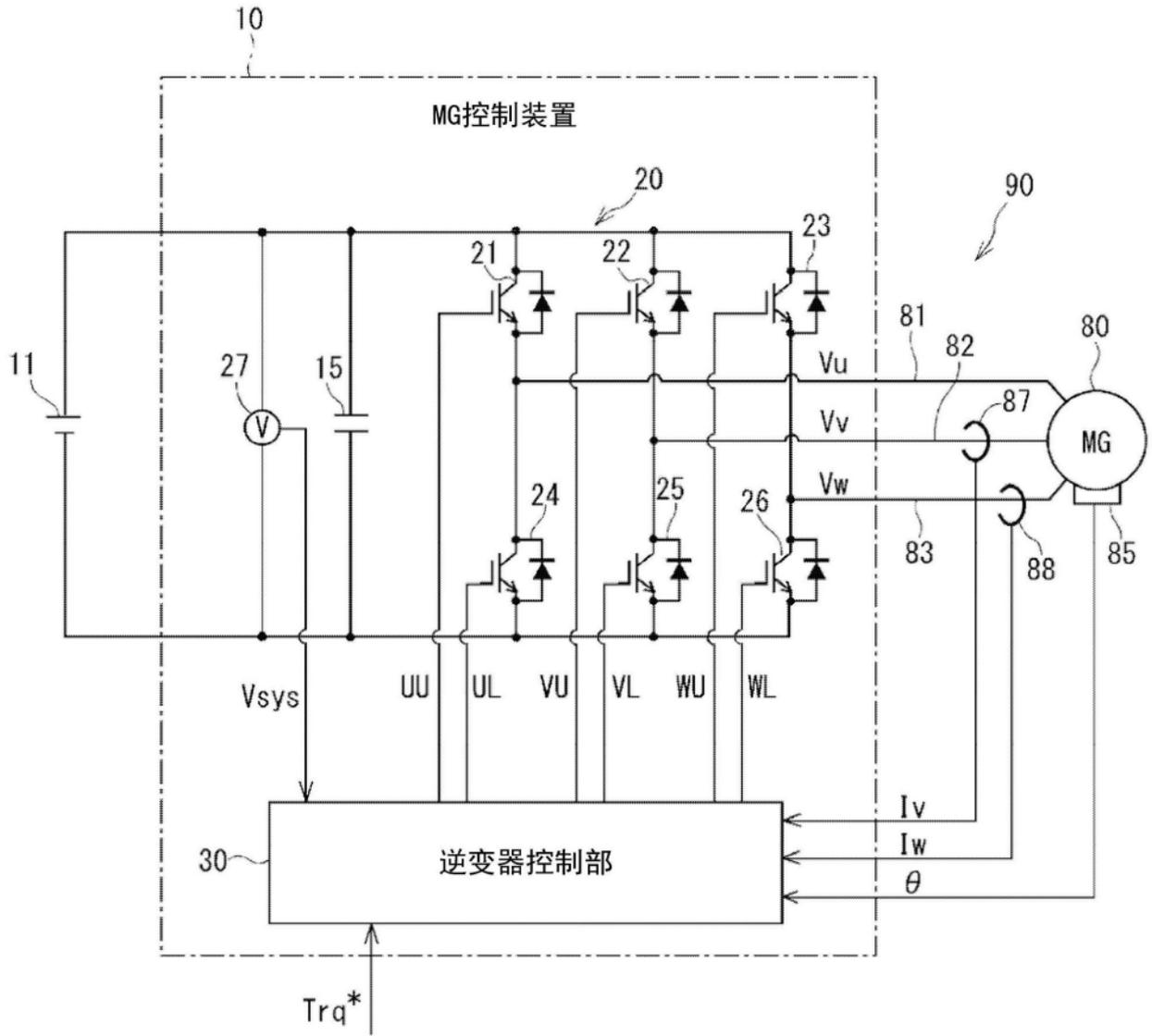


图1

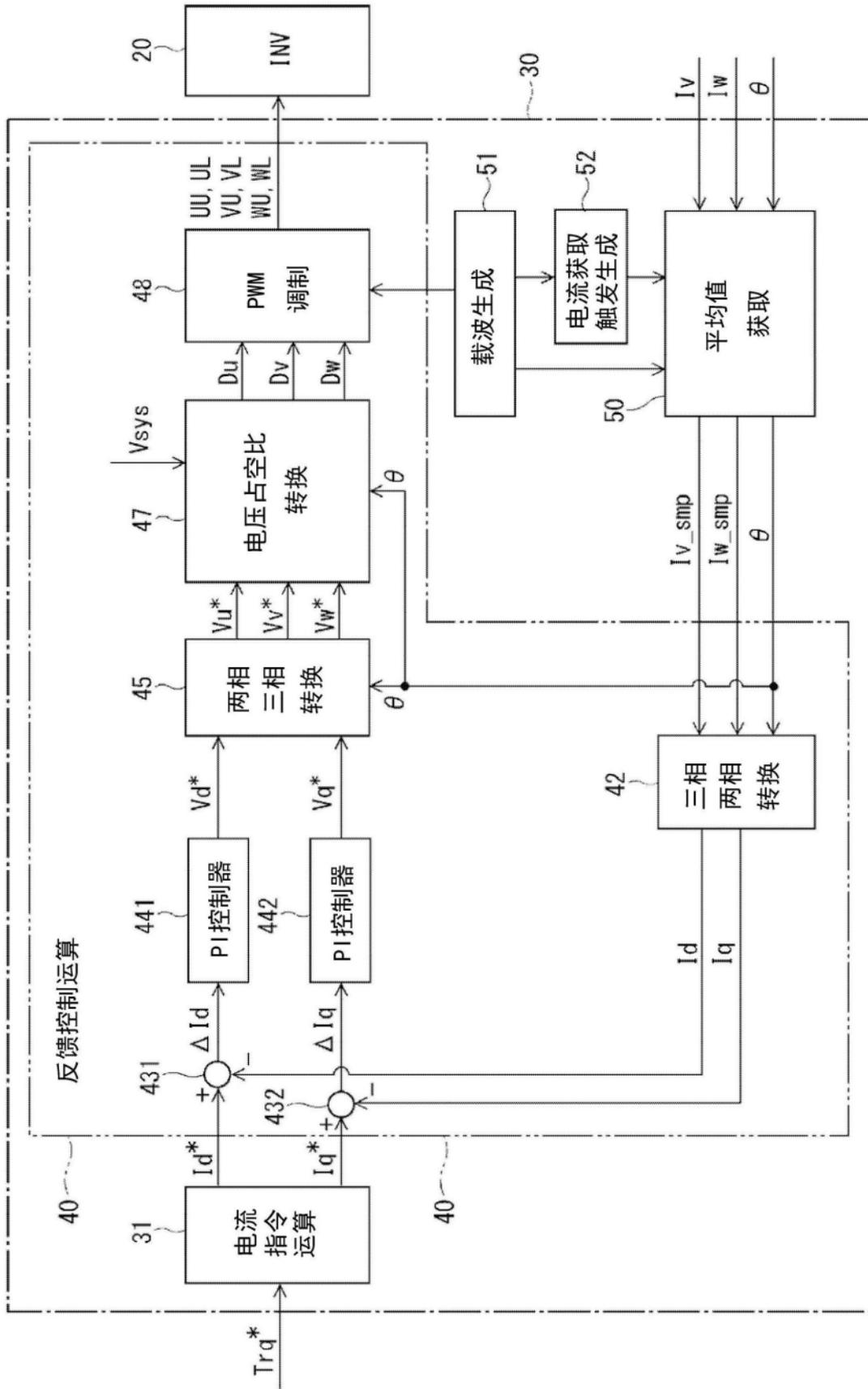


图2

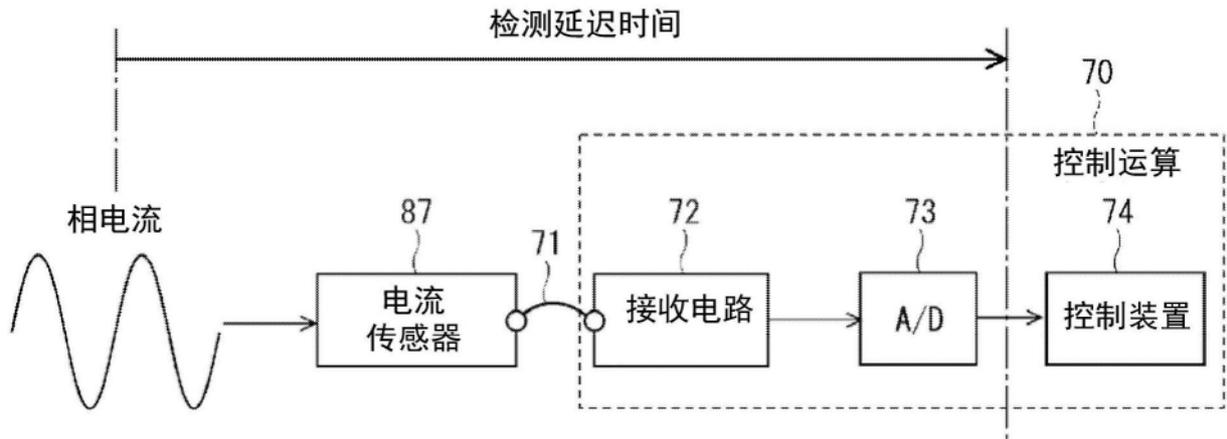


图3

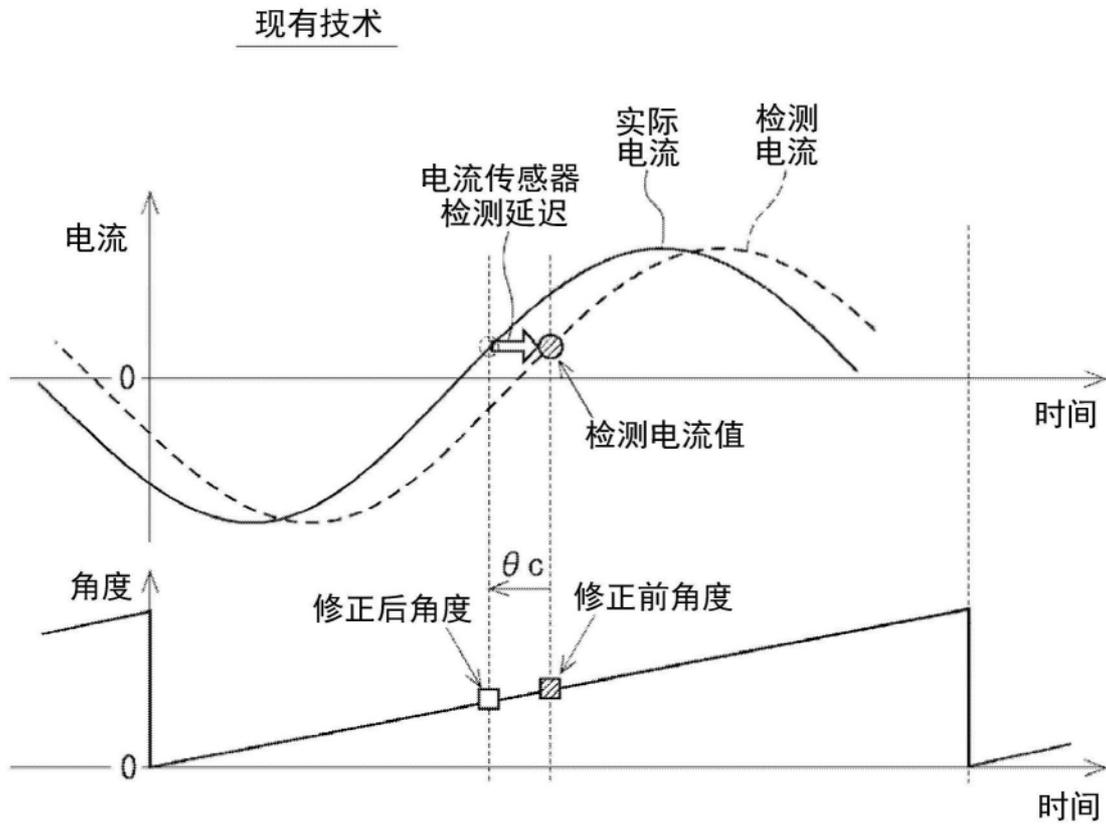


图4

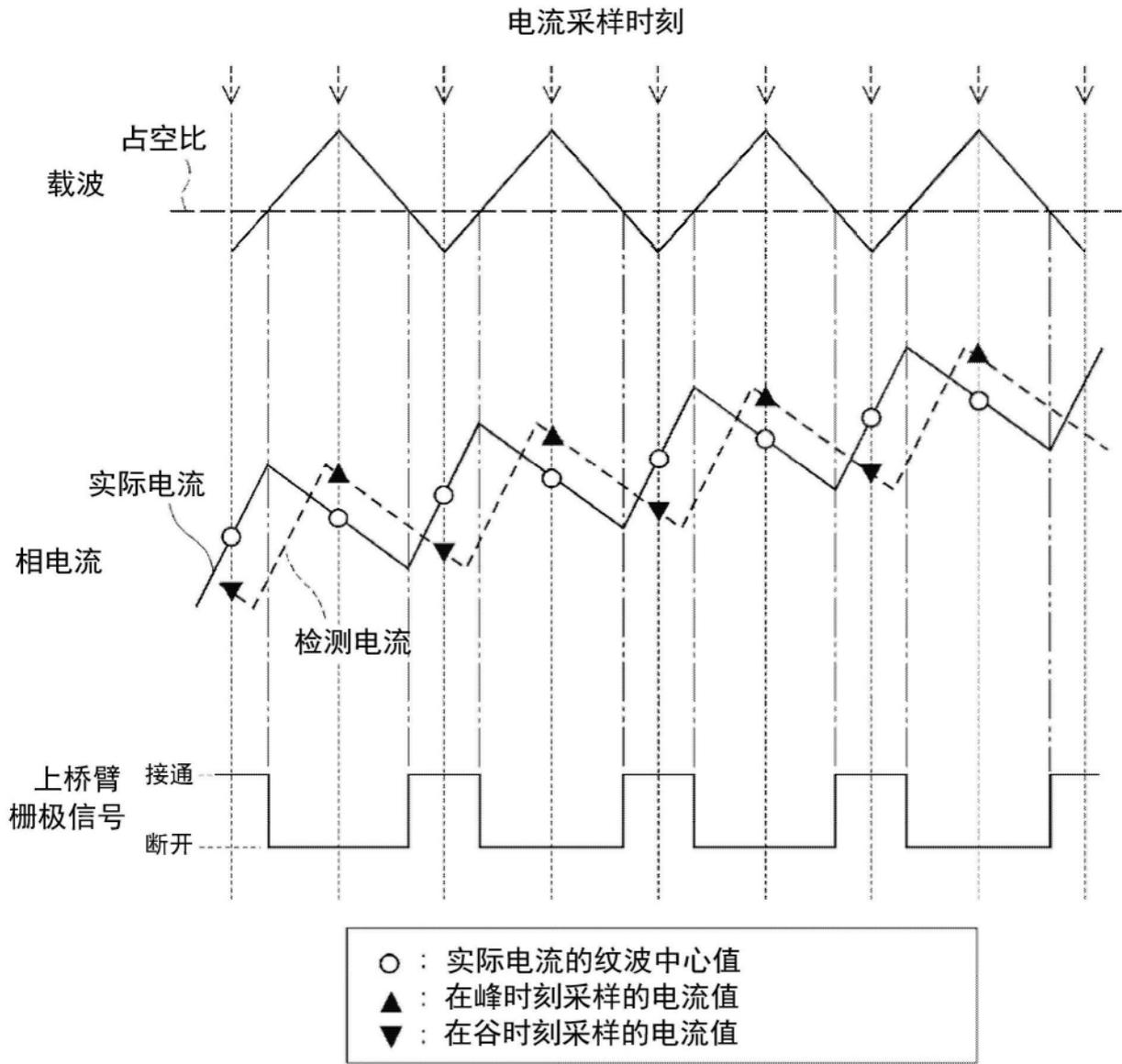


图5

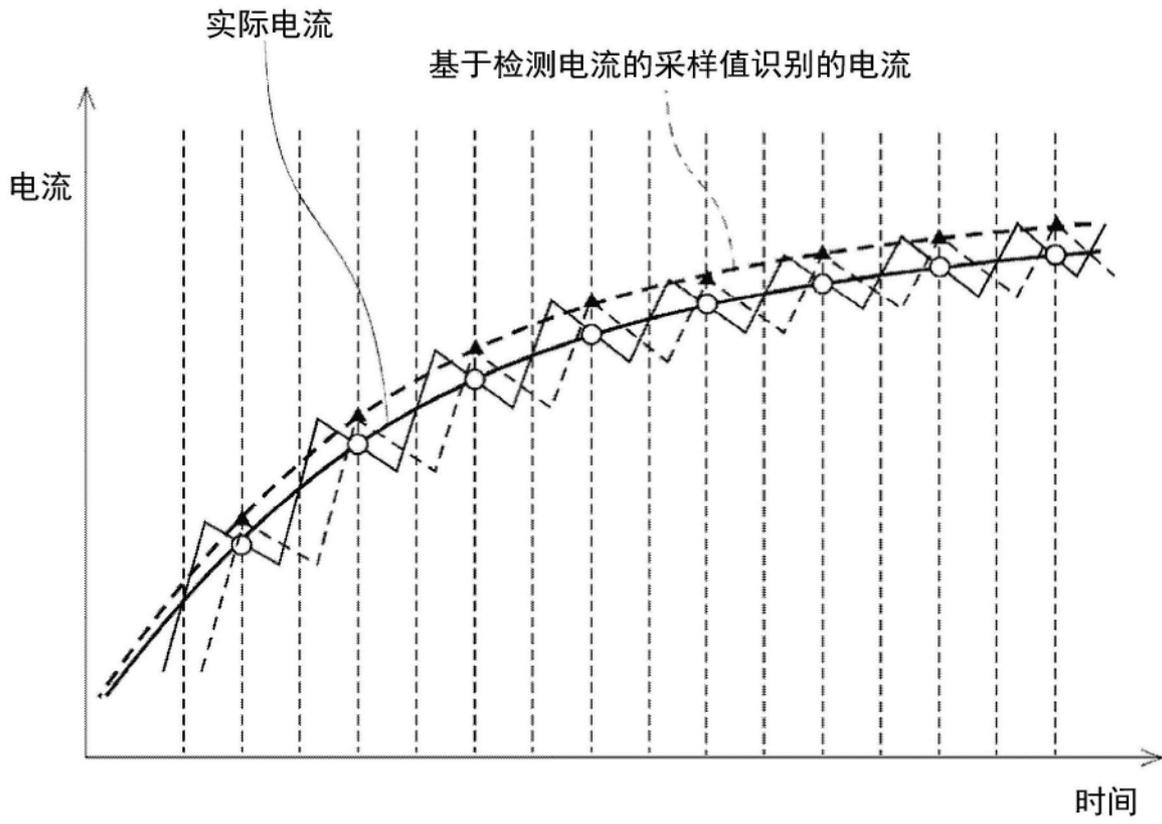


图6

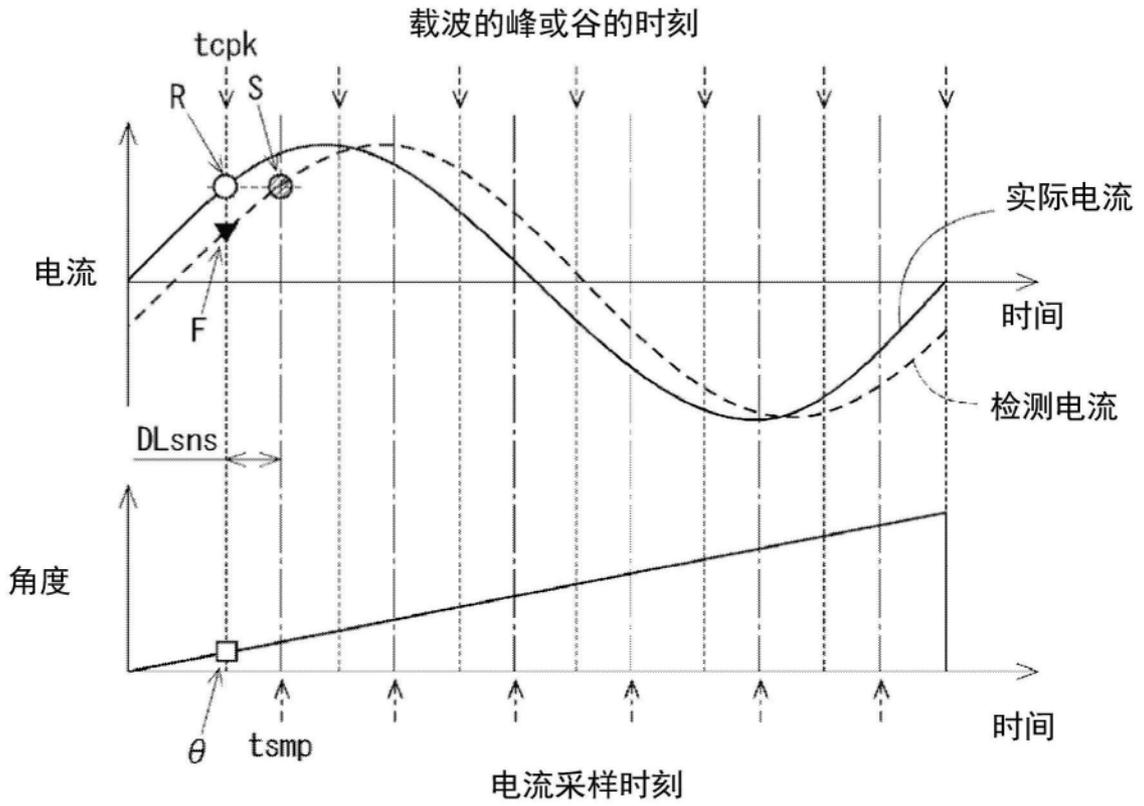


图7

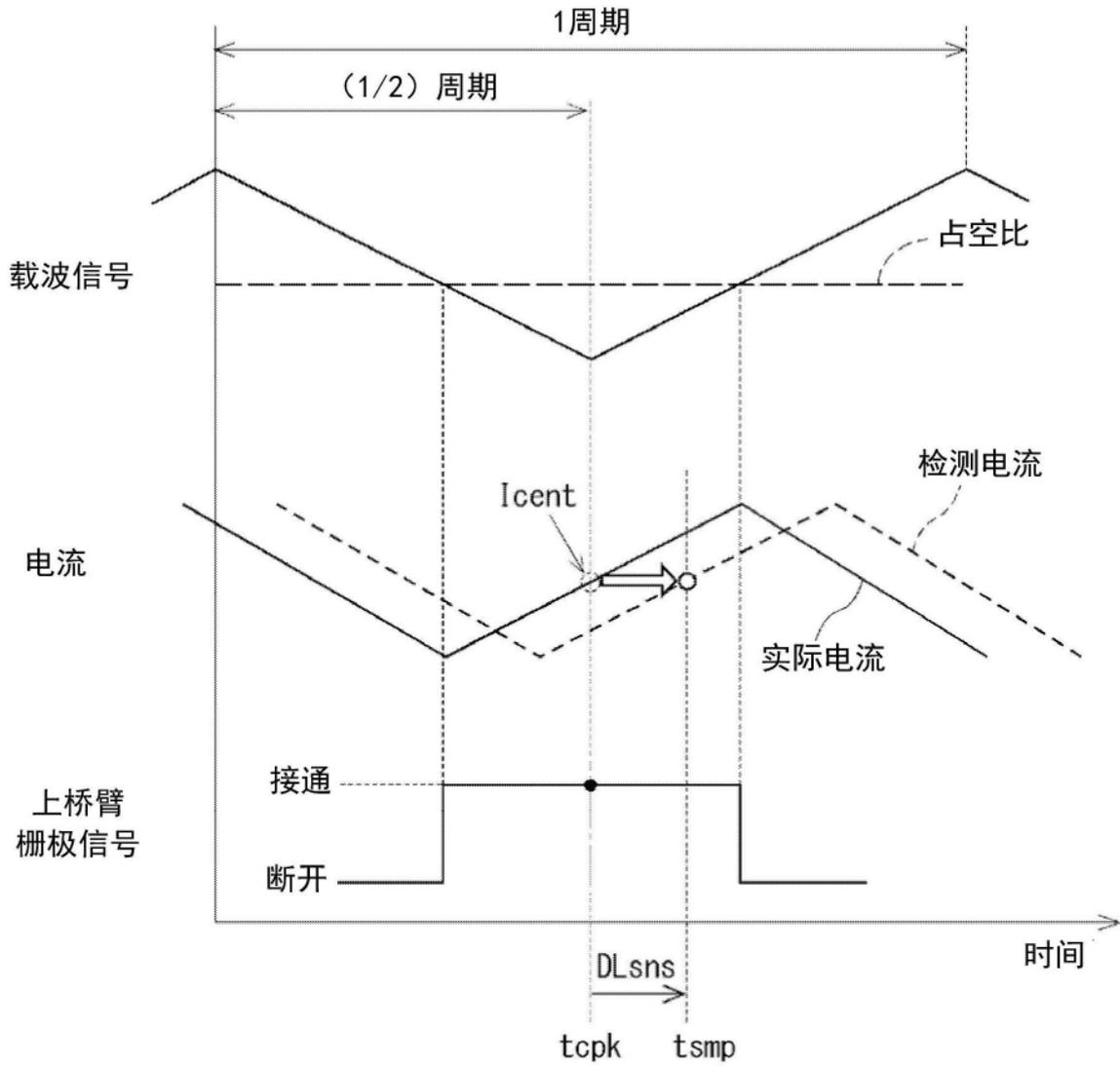


图8

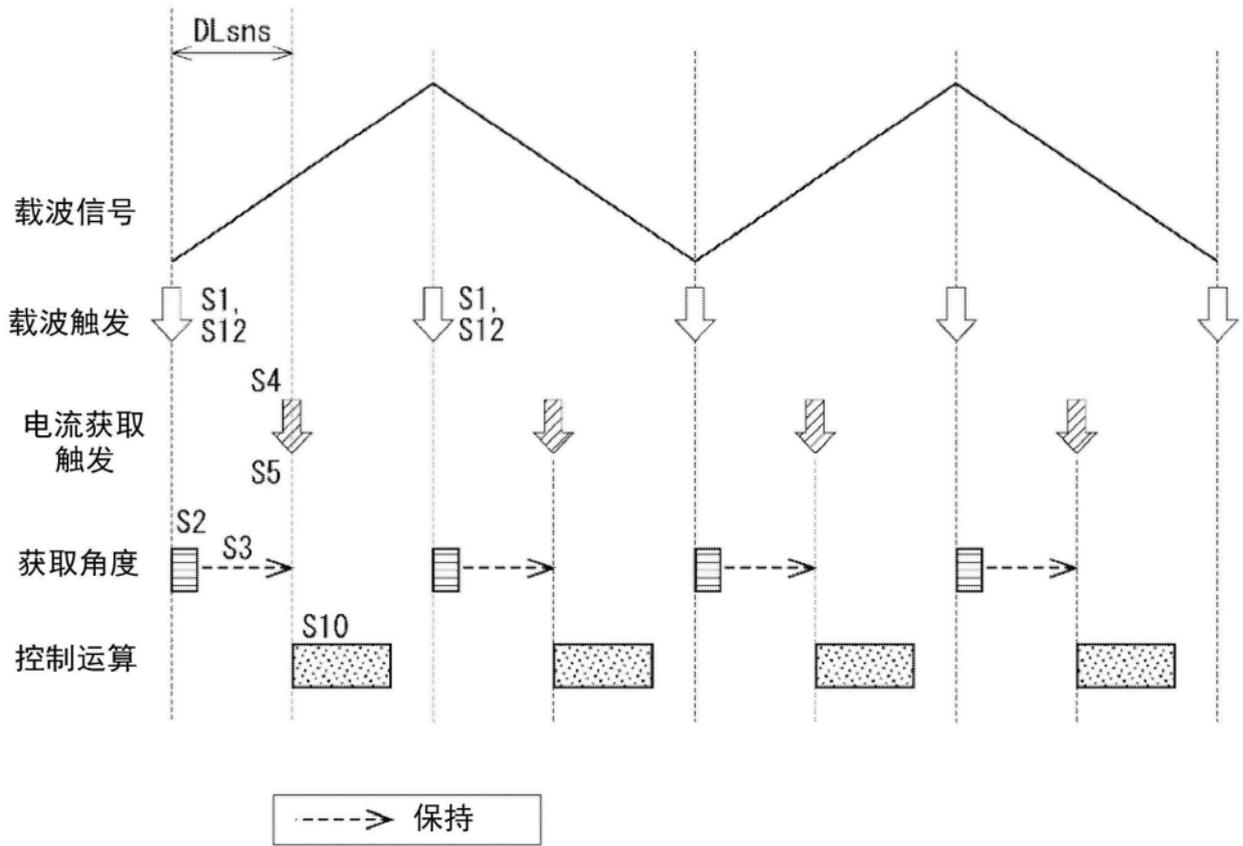


图9

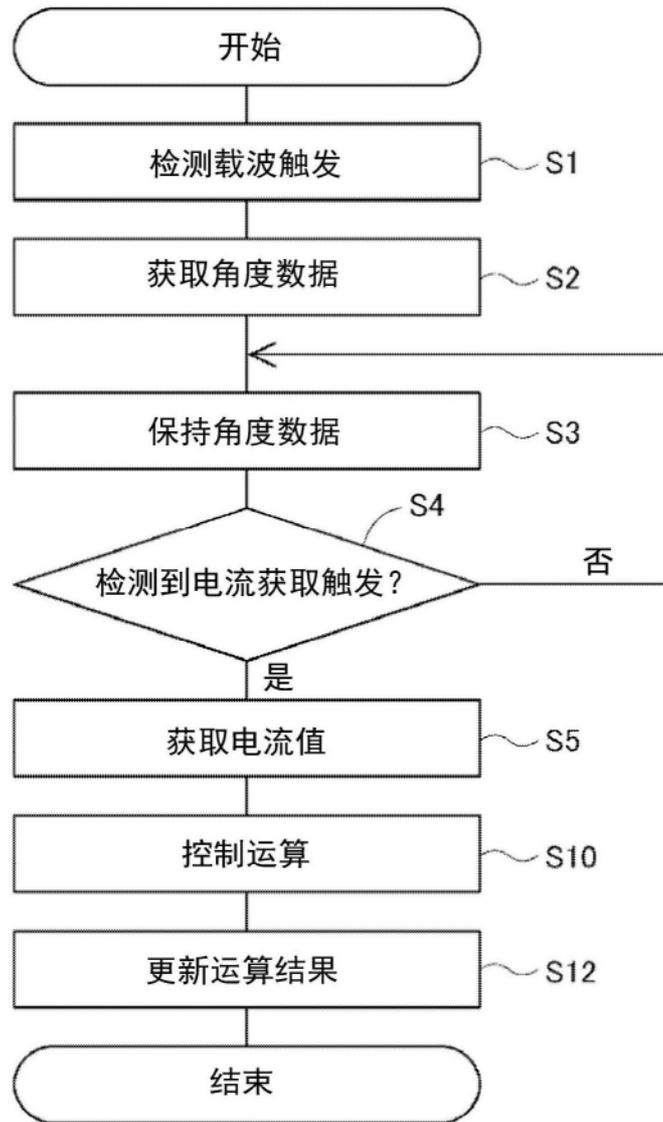


图10

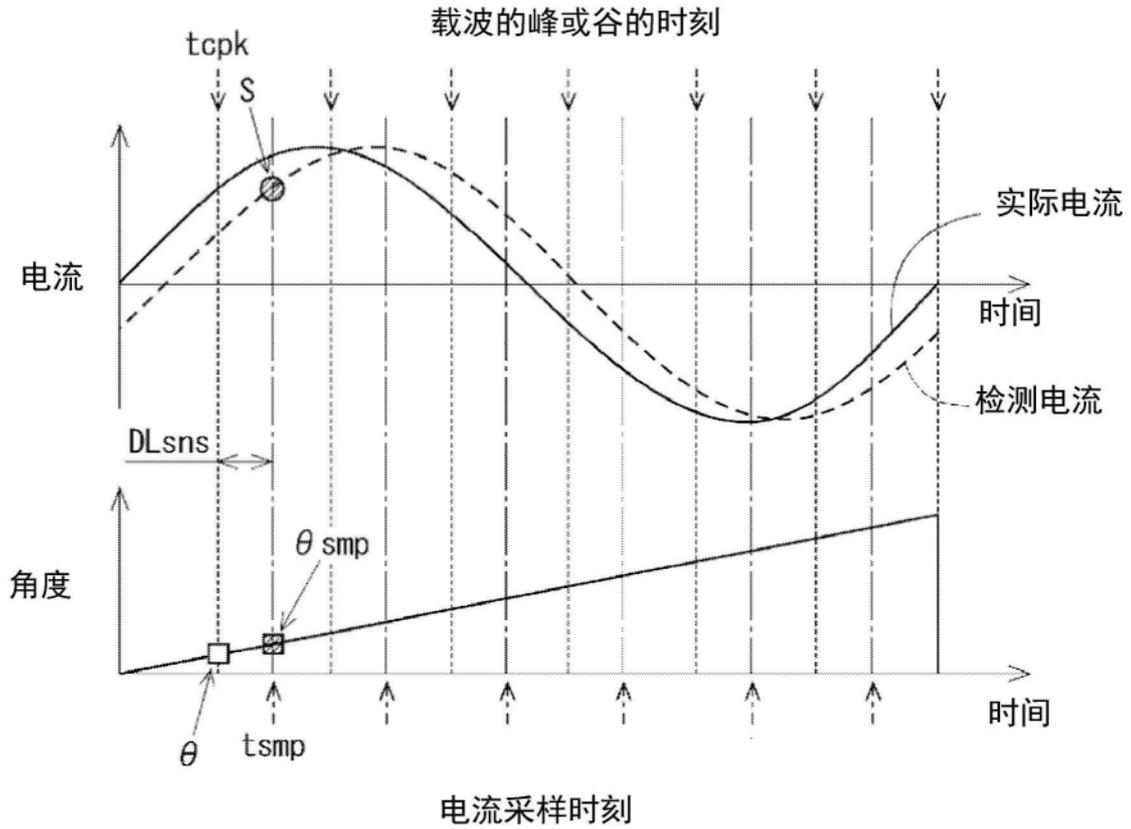


图11

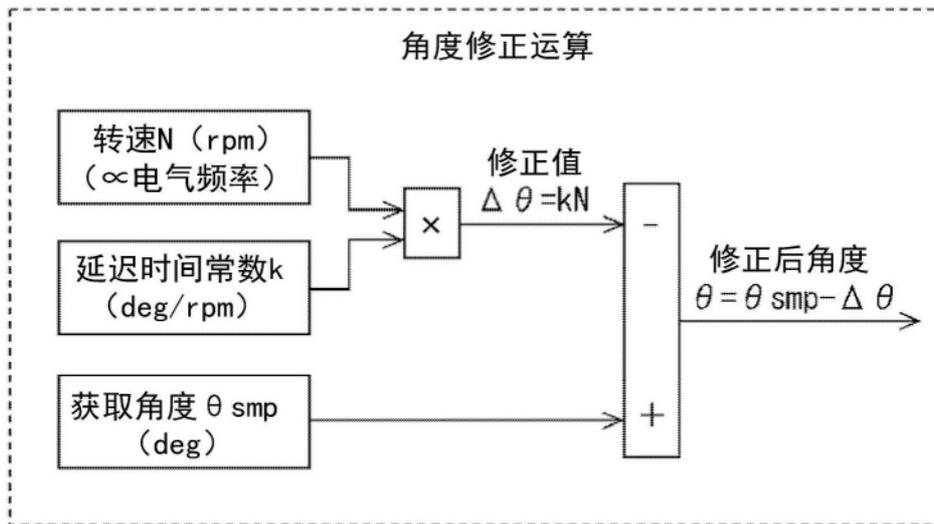


图12A

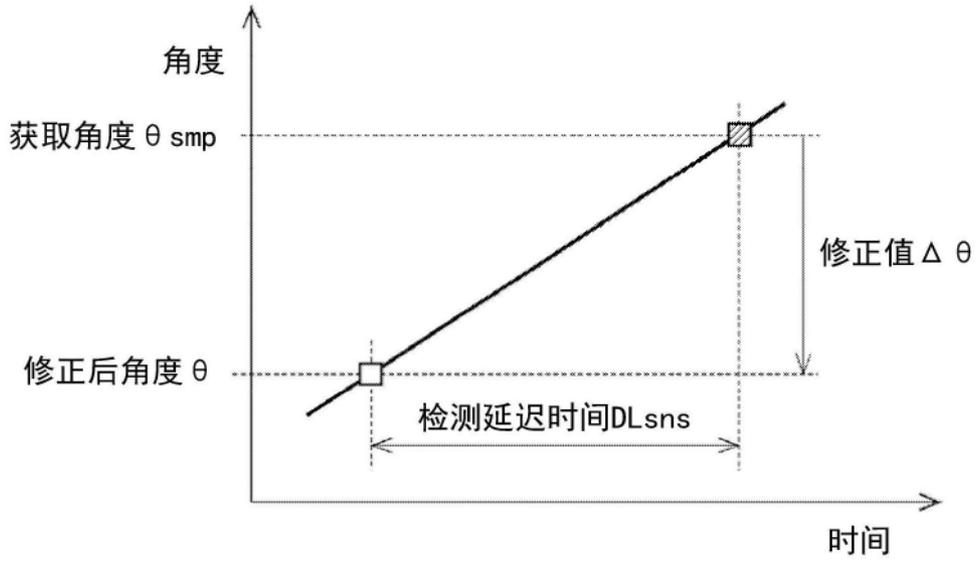


图12B

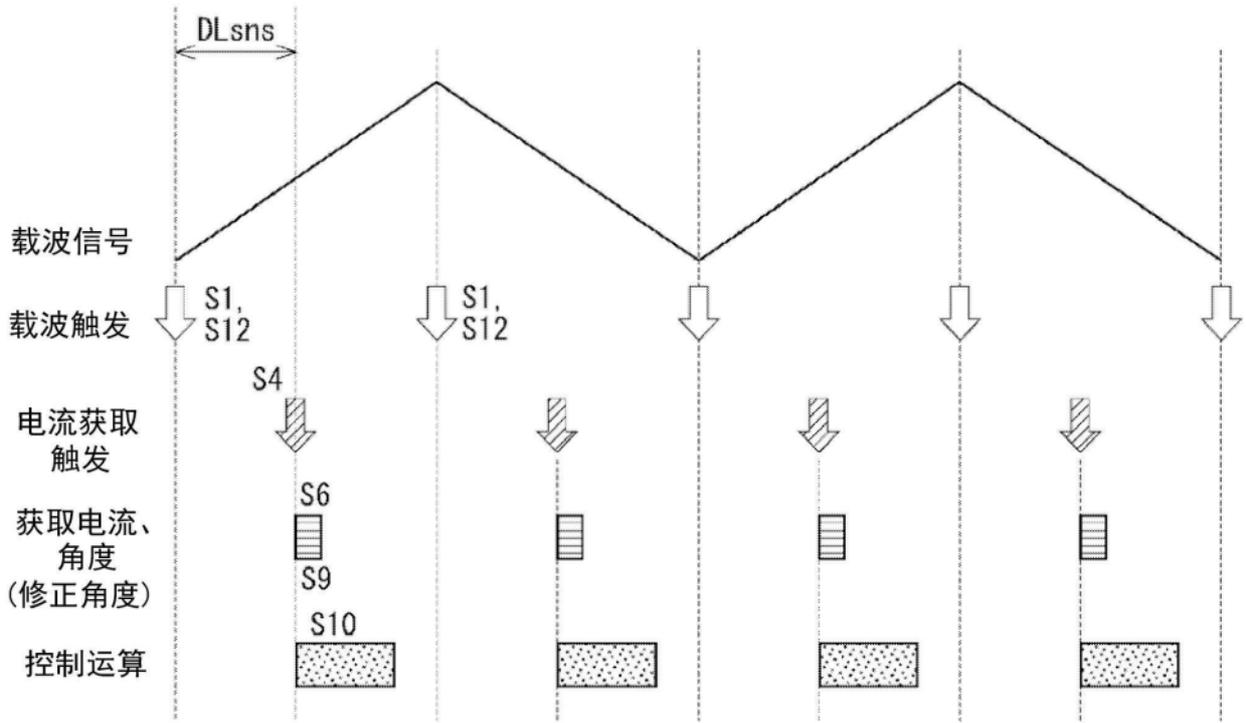


图13

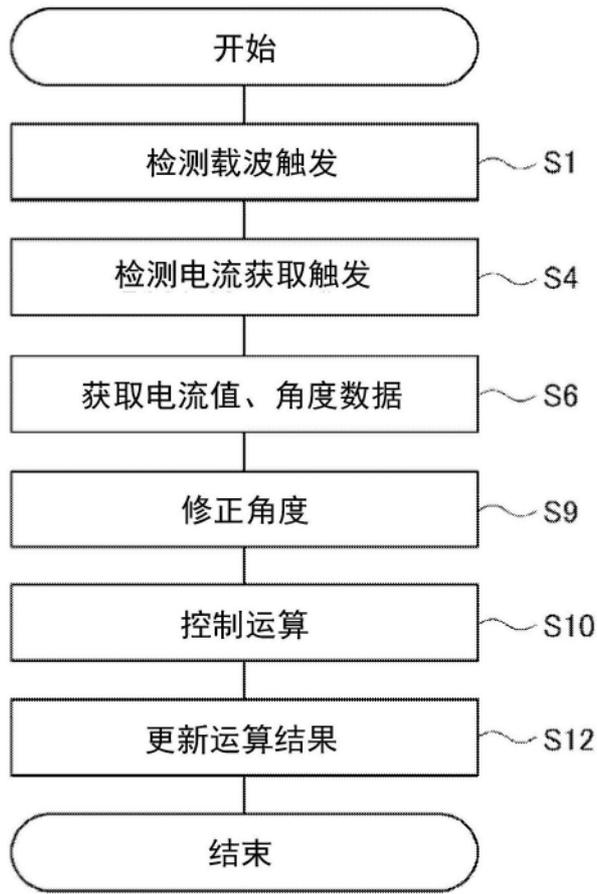


图14

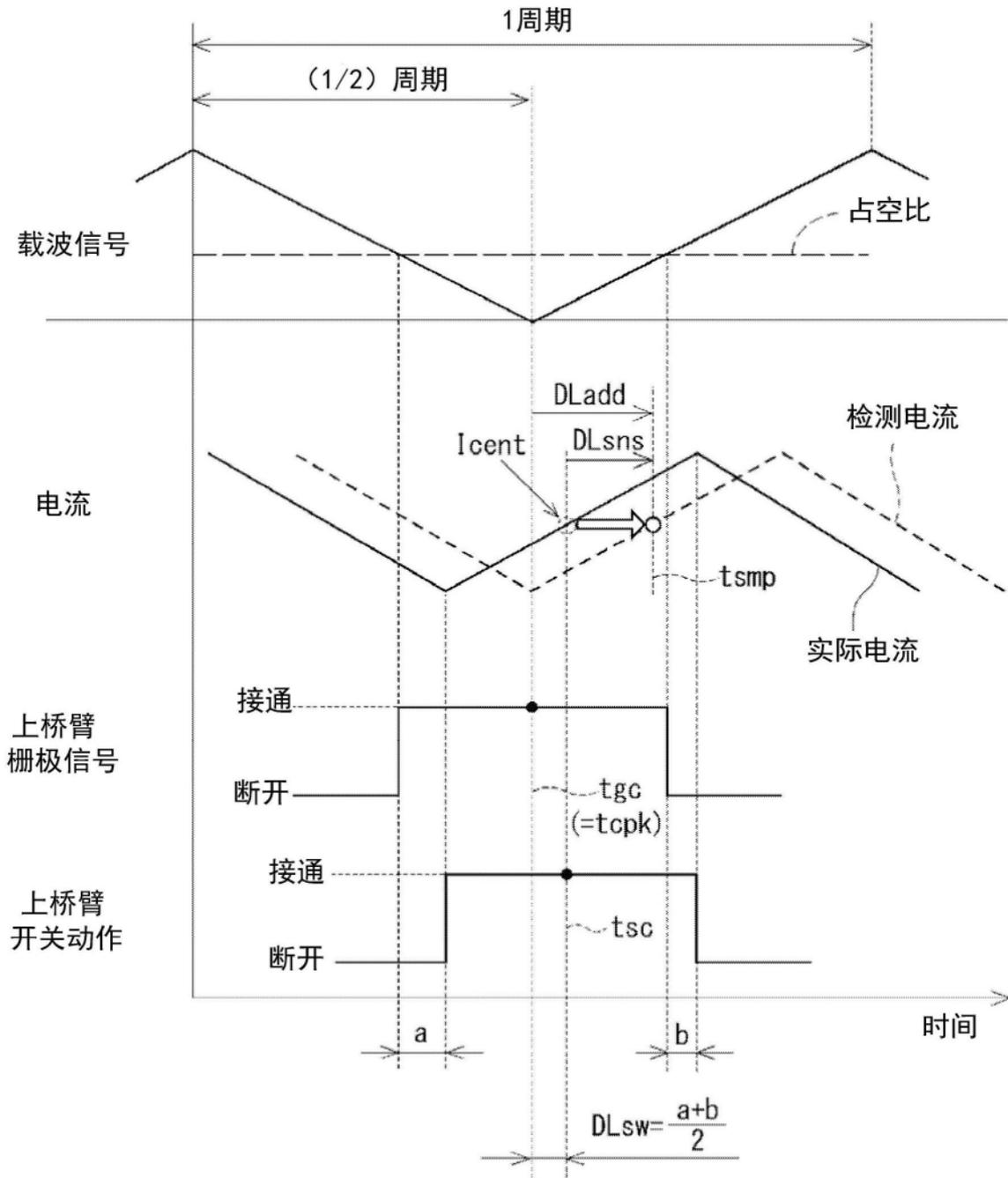


图15

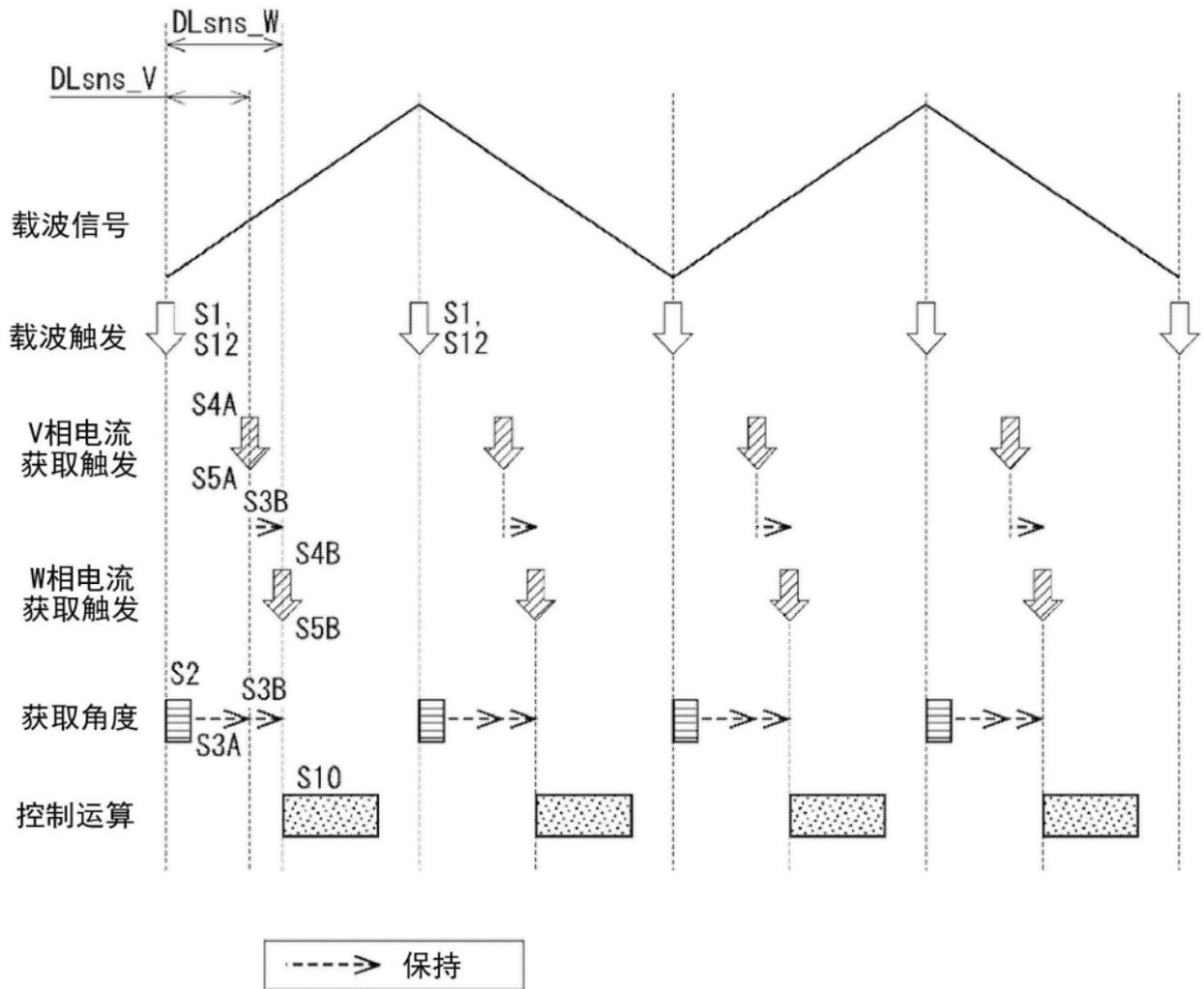


图16

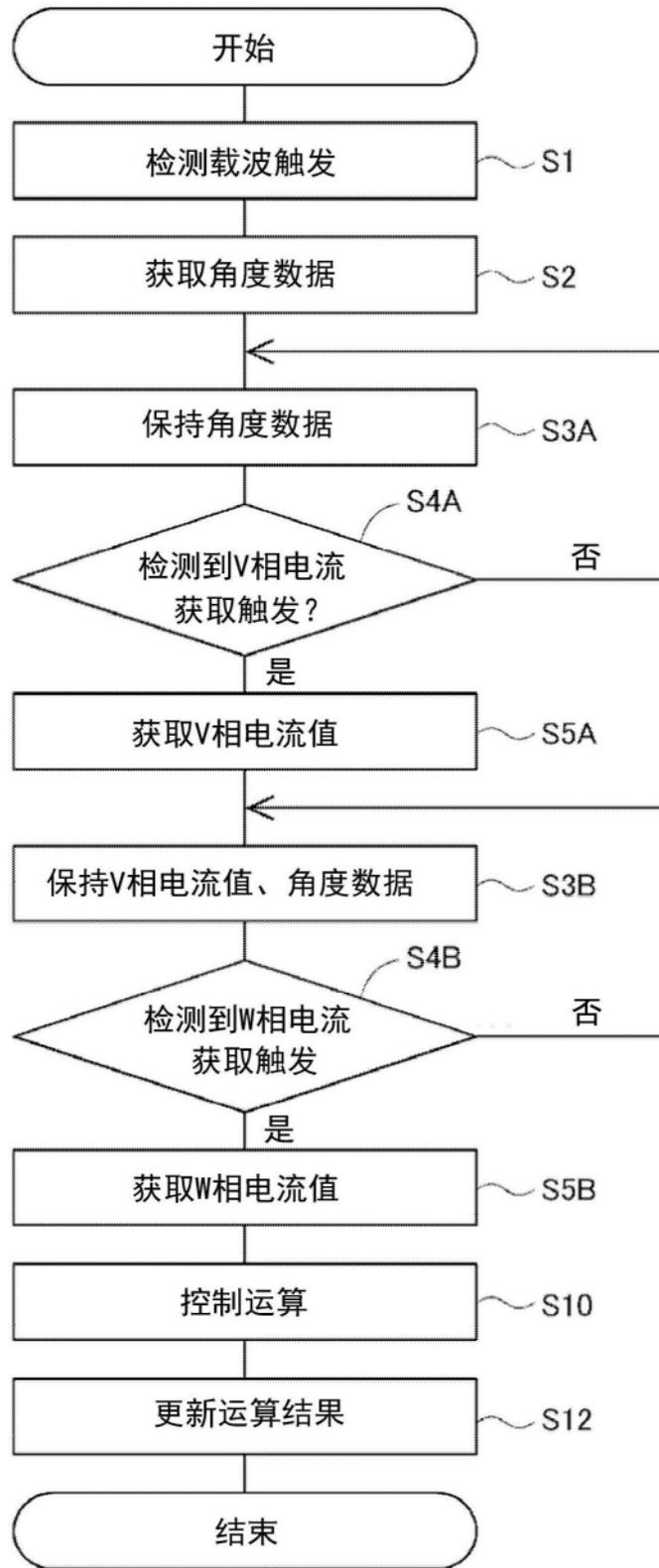


图17

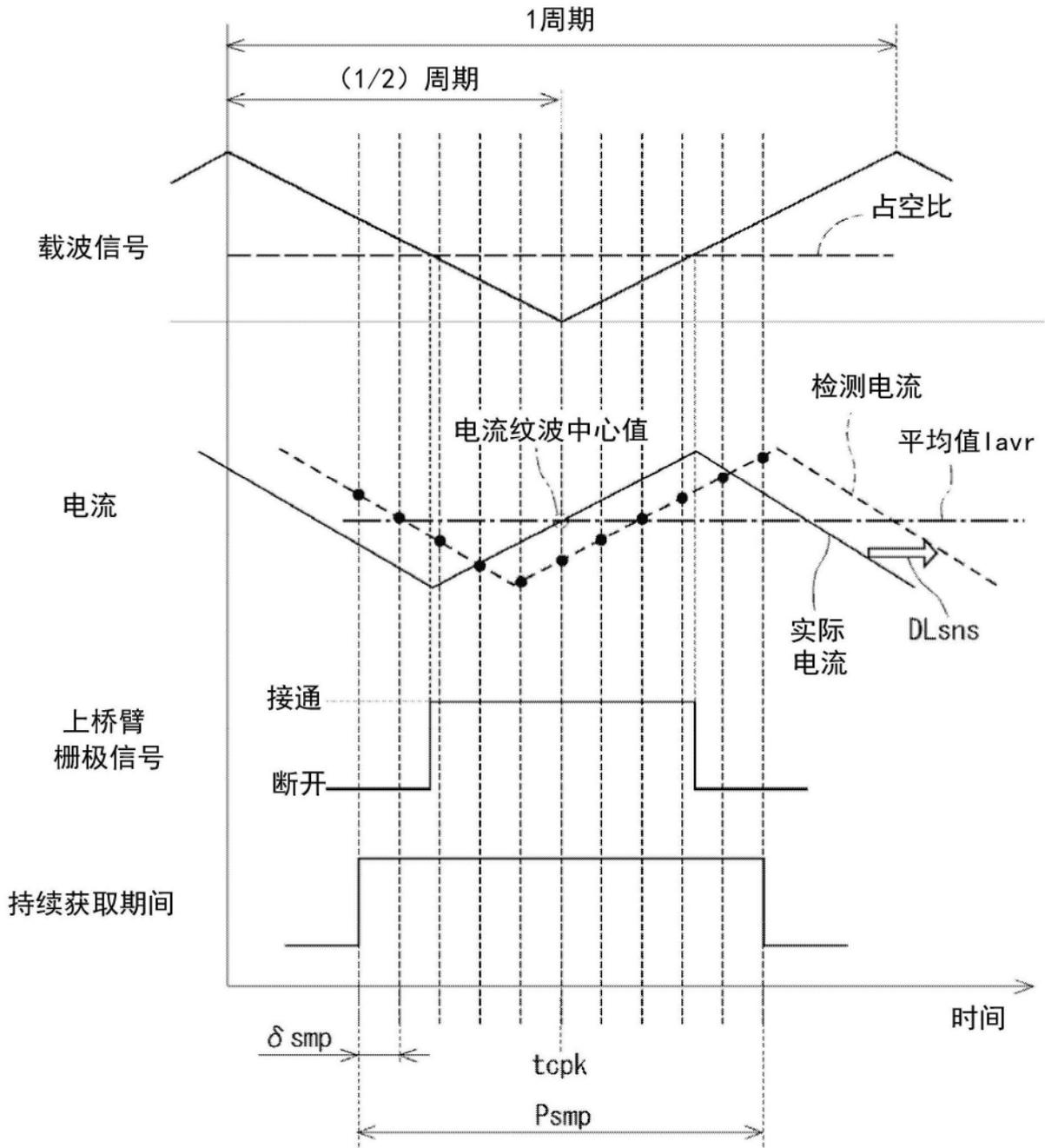


图18

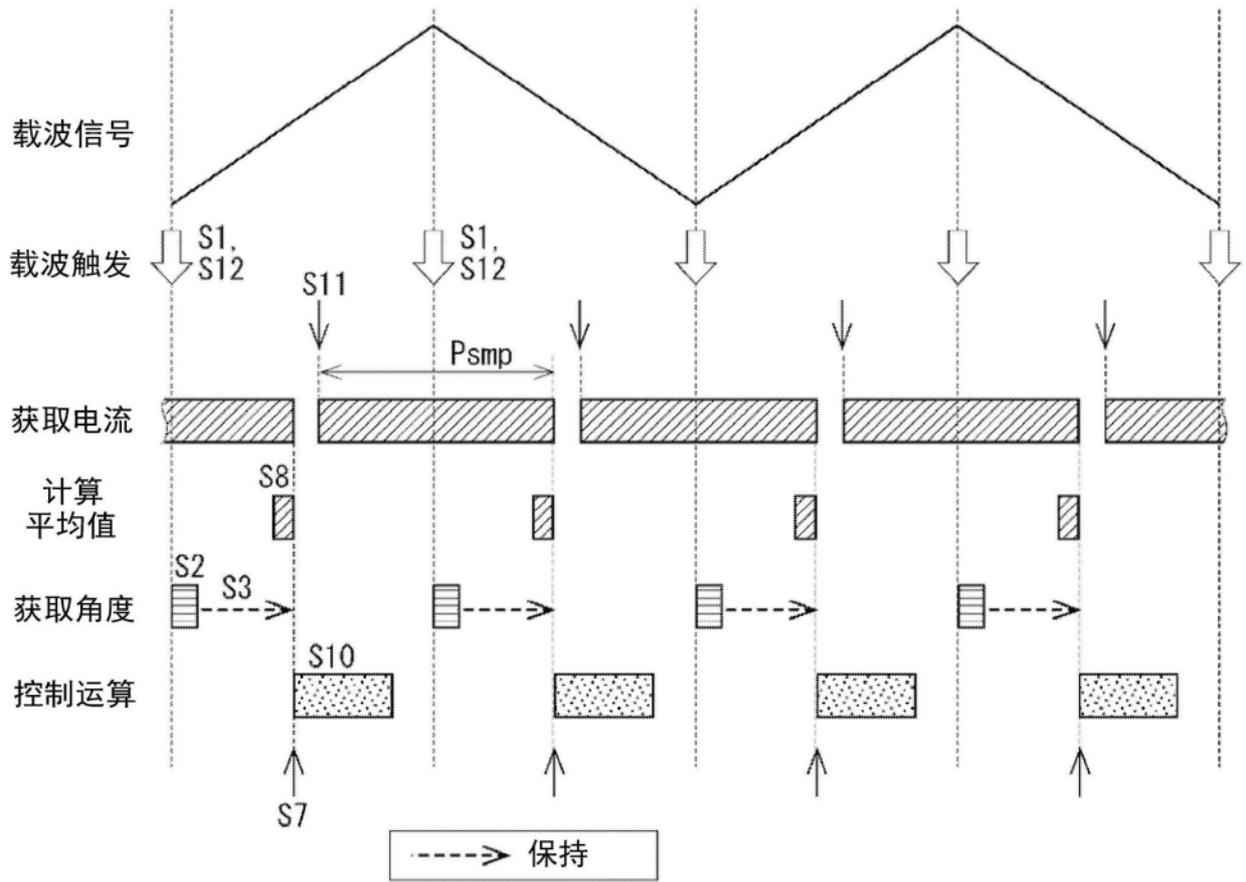


图19

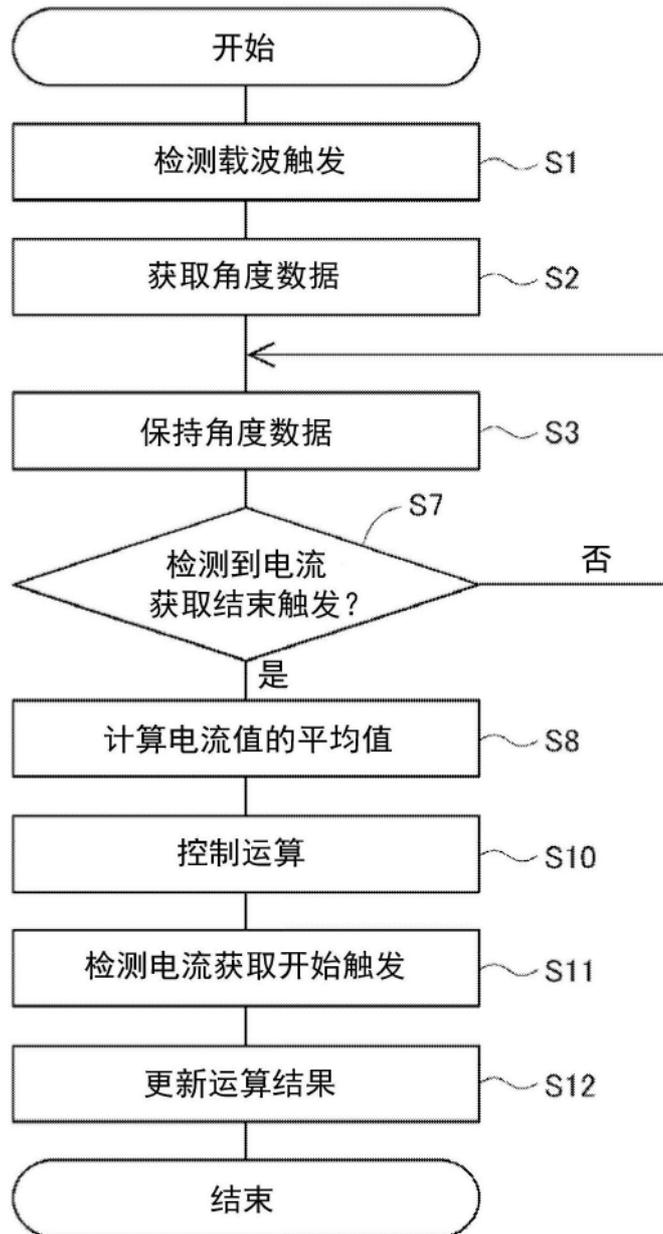


图20