



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108352795 B

(45) 授权公告日 2021.05.11

(21) 申请号 201580084171.X

(22) 申请日 2015.11.02

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108352795 A

(43) 申请公布日 2018.07.31

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2018.04.26

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2015/080955 2015.11.02

(87) PCT国际申请的公布数据
W02017/077579 JA 2017.05.11

(73) 专利权人 三菱电机株式会社
地址 日本东京

(72) 发明人 植村启介 高山裕次 筱本洋介

(74) 专利代理机构 中国贸促会专利商标事务所
有限公司 11038

代理人 肖靖

(51) Int.Cl.
H02P 6/06 (2006.01)

(56) 对比文件
JP 2012130378 A, 2012.07.12
JP 3326126 B2, 2002.09.17
JP 2014050115 A, 2014.03.17
CN 104584422 A, 2015.04.29

审查员 张琪

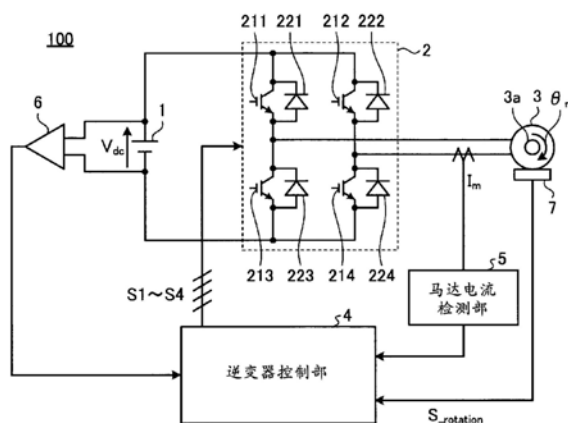
权利要求书2页 说明书11页 附图13页

(54) 发明名称

马达驱动装置、电动吸尘器以及干手器

(57) 摘要

本发明的马达驱动装置(100)是驱动具备单相PM马达(3)的电动送风机的马达驱动装置,具备:单相逆变器(2),将交流电压施加到单相PM马达(3);转子位置检测部(7),将与单相PM马达(3)的转子(3a)的旋转位置相应的信号即位置检测信号 $S_{-rotation}$ 输出到逆变器控制部(4);马达电流检测部(5),将与在单相PM马达(3)中流过的马达电流 I_m 相应的信号输出到逆变器控制部(4);以及逆变器控制部(4),根据所述位置检测信号 $S_{-rotation}$ 以及所述马达电流 I_m 来输出向单相逆变器(2)的开关元件(211~214)的驱动信号,上述马达驱动装置进行使单相逆变器(2)供给到单相PM马达(3)的有效电力增减的控制,电动送风机利用有效电力的增减而使风量变化。



1. 一种马达驱动装置, 驱动具备单相永磁铁同步马达的电动送风机, 所述马达驱动装置具备:

单相逆变器, 具备多个开关元件, 将交流电压施加到所述单相永磁铁同步马达;

位置检测部, 输出与所述单相永磁铁同步马达的转子的旋转位置相应的信号即位置检测信号;

电流检测部, 输出与在所述单相永磁铁同步马达中流过的马达电流相应的信号; 以及

逆变器控制部, 被输入所述位置检测信号以及所述马达电流, 输出向所述单相逆变器的所述开关元件的驱动信号,

所述单相逆变器使供给到所述单相永磁铁同步马达的有效电力以及无效电力增减, 所述电动送风机利用所述有效电力以及所述无效电力的增减而使风量变化。

2. 根据权利要求1所述的马达驱动装置, 其中,

所述逆变器控制部具备:

坐标变换部, 将所述马达电流坐标变换为有效电力分量和无效电力分量; 以及

第1电流控制部, 控制所述马达电流的有效电力分量,

根据所述风量来控制所述马达电流的有效电力分量。

3. 根据权利要求1所述的马达驱动装置, 其中,

所述逆变器控制部具备:

坐标变换部, 将所述马达电流坐标变换为有效电力分量和无效电力分量; 以及

第2电流控制部, 控制所述马达电流的无效电力分量,

根据所述单相永磁铁同步马达的驱动状态来控制所述马达电流的无效电力分量。

4. 根据权利要求3所述的马达驱动装置, 其中,

所述单相永磁铁同步马达的驱动状态是指在所述单相永磁铁同步马达中流过的马达电流。

5. 根据权利要求3所述的马达驱动装置, 其中,

所述单相永磁铁同步马达的驱动状态是指所述单相永磁铁同步马达的转速。

6. 根据权利要求1至5中的任意一项所述的马达驱动装置, 其中,

所述逆变器控制部具备电流校正部, 该电流校正部校正所述马达电流的有效电力分量和所述马达电流的无效电力分量,

所述电流校正部根据所述马达电流和所述单相永磁铁同步马达的转子旋转位置来校正所述有效电力分量以及所述无效电力分量中的至少1个电力分量。

7. 根据权利要求6所述的马达驱动装置, 其中,

所述逆变器控制部控制成所述马达电流的有效电力分量的瞬时值以及所述马达电流的无效电力分量的瞬时值中的至少1个瞬时值恒定。

8. 根据权利要求1至5中的任意一项所述的马达驱动装置, 其中,

所述逆变器控制部具备生成风量指令值的风量指令值生成部,

所述风量指令值生成部根据供给到所述单相永磁铁同步马达的有效电力的瞬时值来生成风量指令值。

9. 一种电动吸尘器, 其中,

所述电动吸尘器搭载有权利要求1至8中的任意一项所述的马达驱动装置。

10. 一种干手器,其中,
所述干手器搭载有权利要求1至8中的任意一项所述的马达驱动装置。

马达驱动装置、电动吸尘器以及干手器

技术领域

[0001] 本发明涉及驱动单相的永磁铁同步电动机(以下适当地称为单相PM(Permanent Magnet,永磁铁)马达)的马达驱动装置及使用单相PM马达的电动吸尘器以及干手器。

背景技术

[0002] 马达有有刷直流马达、感应马达、PM马达等各种种类,马达的相数也有单相、三相等种类。在这些各种马达之中,单相PM马达与有刷直流马达相比,是未使用作为机械构造的刷的“无刷”的构造,所以不产生刷子的磨损。由于该特征,单相PM马达能够容易地得到高寿命且高可靠性。

[0003] 另外,单相PM马达与感应马达相比,在转子中不流过2次电流,所以是高效的马达。

[0004] 进而,在为单相PM马达的情况下,与相数不同的三相PM马达相比,还具有如下优点。在三相PM马达的情况下需要三相逆变器,相对于此,在单相PM马达中为单相逆变器即可。当使用一般用作三相逆变器的全桥逆变器时,需要6个开关元件,相对于此,在为单相PM马达的情况下,即使使用全桥逆变器,也能够由4个开关元件构成。因此,单相PM马达相比于三相PM马达,能够实现装置的小型化。

[0005] 此外,作为与单相PM马达的驱动方式有关的现有技术文献,例如公开了以下记载的专利文献1以及非专利文献1。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本特开2012-130378号公报

[0009] 非专利文献

[0010] 非专利文献1:电气学会旋转机/线性驱动联合研究会“面向基于直流分流器检测的SPMSM的无风量传感器风量恒定控制”(「直流シャント検出によるSPMSM向け風量センサーレス風量一定制御」)

发明内容

[0011] 根据上述专利文献1,有“具有控制向电动送风机的通电量的控制单元,根据预先通过实验等而求出的‘通电量—电流—风量’的关系来推测风量,并且在推测风量为第一预定的范围内时,随着所述推测风量下降,在降低向所述电动送风机的通电量的方向上进行控制,且所述通电量控制在作为所述第一预定的范围的风量区域中所述集尘室内的真空度大致恒定且成为预先通过实验等设定的值”这样的记载。即,在专利文献1中,基于电动送风机的风量由电动送风机的作功量确定。

[0012] 如上述那样,在专利文献1中根据推测风量来控制通电量,但仅用通电量虽控制视在电力,但是未进行有效电力以及无效电力这样的观点中的控制。即,在专利文献1的控制中,未能单独地控制所需的有效电力。因此,在专利文献1的技术中,在电动机中流过的电流比最大效率点大,存在效率恶化这样的课题。

[0013] 另外,在非专利文献1中,存在与根据推测出的风量来进行控制的技术有关的记载,但为仅针对三相PM马达的记载,没有以单相PM马达为对象的记载。特别是,对单相PM马达供给时的瞬时电力即单相瞬时电力在电气角频率的两倍的频率下以正弦波状或余弦波状波动,所以在非专利文献1所记载的方法中,有可能会存在因单相瞬时电力的波动所致的转速的波动或者负载转矩的波动而产生噪音等问题。

[0014] 本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于提供能够在实现面向单相PM马达的风量控制时实现与单相瞬时电力的波动对应的风量控制的马达驱动装置、电动吸尘器以及干手器。

[0015] 为了解决上述课题,达到目的,本发明提供一种马达驱动装置,驱动具备单相永磁铁同步马达的电动送风机,所述马达驱动装置具备:单相逆变器,将交流电压施加到单相永磁铁同步马达;位置检测部,将作为与单相永磁铁同步马达的转子的旋转位置相应的信号的位置检测信号输出到逆变器控制部;电流检测部,将与在单相永磁铁同步马达中流过的马达电流相应的信号输出到逆变器控制部;以及逆变器控制部,根据位置检测信号以及马达电流来输出向单相逆变器的开关元件的驱动信号。另外,本发明的马达驱动装置进行使单相逆变器供给到单相永磁铁同步马达的有效电力增减的控制,电动送风机利用有效电力的增减而使风量变化。

[0016] 根据本发明,起到能够在实现面向单相PM马达的风量控制时实现与单相瞬时电力的波动对应的风量控制这样的效果。

附图说明

[0017] 图1是示出实施方式1中的马达驱动装置的结构图。

[0018] 图2是示出实施方式1中的转子旋转位置与位置检测信号的关系的图。

[0019] 图3是示出实施方式1中的逆变器控制部的结构的框图。

[0020] 图4是示出实施方式1中的位置检测信号与马达转速推测值的关系的图。

[0021] 图5是示出实施方式1中的马达转速推测值与转子旋转位置推测值的关系的图。

[0022] 图6是示出实施方式1中的马达电流与pq轴电流的关系的图。

[0023] 图7是示出实施方式1中的马达电流与逆变器输出电压的关系的图。

[0024] 图8是说明实施方式1中的开关元件驱动信号生成部的动作的时序图。

[0025] 图9是作为实施方式1中的马达驱动装置的应用例而示出电动吸尘器的结构的一个例子的图。

[0026] 图10是作为实施方式1中的马达驱动装置的其它应用例而示出干手器的结构的一个例子的图。

[0027] 图11是示出实施方式1的控制中的风量Q与有效电力P的关系的图。

[0028] 图12是示出在实施方式1的控制中将q轴电流指令值控制成0以外的情况下的一个例子的图。

[0029] 图13是示出实施方式2中的逆变器控制部的结构的框图。

[0030] 图14是用于说明实施方式2中的p轴电流与p轴电流校正量的关系的图。

[0031] 图15是示出实施方式3中的逆变器控制部的结构的框图。

[0032] 图16是示出瞬时有效电力 P_a 和风量指令值校正量 ΔQ^* 的波形的一个例子的图。

[0033] (附图标记说明)

[0034] 1:直流电源;2:单相逆变器;3:单相PM马达;3a:转子;4:逆变器控制部;5:马达电流检测部;6:直流电源电压检测部;7:转子位置检测部;8:电动吸尘器;42:风量控制部;44:马达位置及转速检测部;45:风量推测部;46:开关元件驱动信号生成部;47:风量指令值生成部;48:q轴电流指令值生成部;49:pq轴电流校正部;50:风量指令值校正部;81:电动送风机;82:集尘室;83:传感器;84:吸入口体;85:延长管;86:操作部;86a:操作开关;90:干手器;91:壳体;92:手探测传感器;93:接水部;94:排水容器;96:罩;97:传感器;98:吸气口;99:手插入部;100:马达驱动装置;211~214:开关元件;221~224:二极管;411:第1电流控制部;412:第2电流控制部;431:第1坐标变换部;432:第2坐标变换部。

具体实施方式

[0035] 以下,根据附图,详细地说明本发明的实施方式的马达驱动装置、电动吸尘器以及干手器。此外,本发明并不被以下的实施方式限定。

[0036] 实施方式1.

[0037] 图1是示出实施方式1中的马达驱动装置的结构图。实施方式1中的马达驱动装置100是驱动具备单相PM马达3的负载的马达驱动装置,构成为具备直流电源1、单相逆变器2、逆变器控制部4、马达电流检测部5、直流电源电压检测部6以及转子位置检测部7。作为具备单相PM马达3的负载,例示具备电动送风机的电动吸尘器、干手器。

[0038] 直流电源1向单相逆变器2供给直流电力。单相逆变器2具备开关元件211~214以及与开关元件211~214分别反并联地连接的二极管221~224,将交流电压施加到单相PM马达3。逆变器控制部4输出向单相逆变器2的开关元件211~214的驱动信号S1~S4。转子位置检测部7将与作为单相PM马达3的转子3a的旋转位置的转子旋转位置 θ_m 相应的信号即位置检测信号 S_{rotation} 输出到逆变器控制部4。马达电流检测部5将与在单相PM马达3中流过的马达电流 I_m 相应的信号输出到逆变器控制部4。直流电源电压检测部6检测作为直流电源1的电压的直流电压 V_{dc} 。驱动信号S1~S4是根据转子旋转位置 θ_m 以及马达电流 I_m 而生成的脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation:以下记载为“PWM”)信号。通过利用作为PWM信号的驱动信号S1~S4来驱动单相逆变器2的开关元件211~214,能够将任意的电压施加到单相PM马达3。

[0039] 此外,直流电源1也可以是利用二极管桥等对来自交流电源的交流电压进行整流且使其平滑而生成直流电压的直流电源,即便使用太阳能电池、电池等所代表的直流电源也没有任何问题。另外,单相逆变器2的开关元件也可以为晶体管、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor,绝缘栅双极型晶体管)、MOS-FET(Metal Oxide Semiconductor-Field Effect Transistor,金属氧化物半导体场效应晶体管)、晶闸管、GTO(Gate Turn-Off Thyristor,门极关断晶闸管)等任意的开关元件。另外,作为如前所述的开关元件的半导体原材料,不仅可以是主流的Si,还可以使用被称为宽带隙半导体的SiC、GaN等任意的半导体原材料。

[0040] 转子位置检测部7例如生成与如图2所示的马达的转子旋转位置 θ_m 相应的位置检测信号 S_{rotation} ,输出到逆变器控制部4。在图2的情况下,以如下为例进行了记载:设想使用了霍尔传感器等磁传感器来输出与转子旋转位置 θ_m 相应的脉冲状的电压信号即位置检测

信号 $S_{\text{-rotation}}$ 的情况,在 $0 \leq \theta_m < \pi$ 时 $S_{\text{-rotation}} = \text{“高电平”}$ 、在 $\pi \leq \theta_m < 2\pi$ 时 $S_{\text{-rotation}} = \text{“低电平”}$ 。但是,不限于霍尔传感器,也可以使用编码器、旋转变压器(resolver)等位置检测传感器。

[0041] 图3是示出实施方式1中的逆变器控制部4的结构框图。逆变器控制部4构成为具备控制p轴电流 I_p 的第1电流控制部411、控制q轴电流 I_q 的第2电流控制部412、控制风量推测值 \hat{Q} 的风量控制部42、进行从单相交流中的表述向p轴以及q轴(以下称为“pq轴”)的坐标变换的第1坐标变换部431、进行从pq轴中的表述向单相交流中的表述的变换的第2坐标变换部432、根据位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$ 来检测转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 以及马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 的马达位置及转速检测部44、进行风量推测值 \hat{Q} 的推测的风量推测部45、从逆变器输出电压指令值 V_m^* 生成开关元件驱动信号S1~S4的开关元件驱动信号生成部46、生成风量指令值 Q^* 的风量指令值生成部47、以及生成q轴电流指令值 I_q^* 的q轴电流指令值生成部48,以下说明各部分的详细内容。此外,关于“ $\hat{\theta}_m$ ”、“ \hat{Q} ”等中的“ $\hat{\quad}$ ”的表述,本来应该在“ θ ”或者“ Q ”的字符的上部附加“ $\hat{\quad}$ ”的记号,但无法进行该表述。因此,在本说明书中,除了以图片插入的公式部分之外,在该字符或者字符串之后附加“ $\hat{\quad}$ ”的字符而表述。

[0042] 首先,说明马达位置及转速检测部44的详细动作。如前述那样,转子位置检测部7生成如图2所示的位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$,输出到马达位置及转速检测部44。图4是示出实施方式1中的位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$ 与马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 的关系的图。马达位置及转速检测部44能够使用位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$ 的周期 $T_{\text{-rotation}}$,通过以下的(1)式所示的计算式来检测马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 。此外,在实施方式1中,将马达的极对数 P_m 设为 $P_m = 1$ 而进行说明,但当然也可以为 $P_m \neq 1$ 。但是,在为 $P_m \neq 1$ 的情况下,在电气角转速 ω_e 与作为机械角转速的马达转速 ω_m 之间有 $\omega_e = P_m \times \omega_m$ 这样的关系。

[0043] [数式1]

$$[0044] \quad \hat{\omega}_m = \frac{2\pi}{T_{\text{-rotation}}} \quad \dots(1)$$

[0045] 图5是示出实施方式1中的马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 与转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 的关系的图。如图5以及以下的(2)式所示,转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 能够通过积分而计算。但是,在图5的例子中,是设想了控制周期 T_{cnt} 下的离散控制系统的记载,将控制定时n的转子旋转位置推测值记载为 $\hat{\theta}_m[n]$ 。

[0046] [数式2]

$$[0047] \quad \hat{\theta}_m[n] = \hat{\theta}_m[n-1] + \hat{\omega}_m[n] \times T_{\text{cnt}} \quad \dots(2)$$

[0048] 根据以上,通过使用(1)式以及(2)式,能够根据位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$ 来计算马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 以及转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 。此外,根据位置检测信号 $S_{\text{-rotation}}$ 的周期 $T_{\text{-rotation}}$ 来计算马达转速推测值 $\hat{\omega}_m$ 以及转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 的上述手法仅仅是一个例子,也可以采用其它手法,这是不言而喻的。

[0049] 接下来,说明进行从单相交流中的表述向pq轴的坐标变换的第1坐标变换部431。图6是示出马达电流 I_m 与p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 的关系的图。当在正交的两个坐标轴即p轴以及q轴中,将表示单相交流的马达电流 I_m 捕捉为极坐标系中的矢量时,p轴分量以及q轴分量能够由以下的(3-1)式以及(3-2)式表示。

[0050] [数式3]

$$[0051] \quad I_p = I_m \cos(\hat{\theta}_m) \quad \dots(3-1)$$

$$[0052] \quad I_q = I_m \sin(\hat{\theta}_m) \quad \dots(3-2)$$

[0053] 在此,通过以下的(4-1)式来定义马达电流 I_m 的瞬时值,通过以下的(4-2)式来定义逆变器输出电压指令值 V_m^* 的瞬时值。在(4-1)式中, I_{m_rms} 为马达电流 I_m 的有效值,在(4-2)式中, $V_{m_rms}^*$ 为逆变器输出电压指令值 V_m^* 的有效值。马达电流 I_m 与逆变器输出电压指令值 V_m^* 的关系如图7所示那样,用 Φ 表示逆变器输出电压指令值 V_m^* 与马达电流 I_m 之间的相位差。此外,在(4-1)式以及(4-2)式及图7中,将马达电流 I_m 相对于逆变器输出电压指令值 V_m^* 为超前相位的情况定义为正。

[0054] [数式4]

$$[0055] \quad I_m = \sqrt{2} \cdot I_{m_rms} \cos(\theta_m) \quad \dots(4-1)$$

$$[0056] \quad V_m^* = \sqrt{2} \cdot V_{m_rms}^* \cos(\theta_m - \Phi) \quad \dots(4-2)$$

[0057] 当使用(4-1)式以及(4-2)式时,单相瞬时电力 P_m 由以下的(5)式表示。

[0058] [数式5]

$$[0059] \quad P_m = V_m^* \cdot I_m = 2V_{m_rms}^* I_{m_rms} \cos(\theta_m) \cos(\theta_m - \Phi) \quad \dots(5)$$

[0060] 另外,当利用加法定理对(5)式进行公式展开时,由以下的(6)式表示。

[0061] [数式6]

$$[0062] \quad P_m = 2V_{m_rms}^* I_{m_rms} \cos(\theta_m) (\cos(\theta_m) \cos(\Phi) + \sin(\theta_m) \sin(\Phi))$$

$$[0063] \quad = 2V_{m_rms}^* I_{m_rms} \cos^2(\theta_m) \cos(\Phi) + 2V_{m_rms}^* I_{m_rms} \cos(\theta_m) \sin(\theta_m) \sin(\Phi) \quad \dots(6)$$

[0064] 进而,当使用(3-1)式以及(3-2)式对(6)式进行变形时,能够变形为以下的(7)式的形式。其中,设为 $\theta_m = \hat{\theta}_m$ 。

[0065] [数式7]

$$[0066] \quad P_m = \sqrt{2}V_{m_rms}^* \times \sqrt{2}I_{m_rms} \cos^2(\hat{\theta}_m) \times \cos(\Phi) + \sqrt{2}V_{m_rms}^* \times \sqrt{2}I_{m_rms} \cos(\hat{\theta}_m) \sin(\hat{\theta}_m) \times \sin(\Phi) \\ = \sqrt{2}V_{m_rms}^* \times I_p \times \cos(\Phi) + \sqrt{2}V_{m_rms}^* \times I_q \times \sin(\Phi) \quad \dots(7)$$

[0067] (7)式为表示瞬时电力的公式,但特别是第1项表示有效电力瞬时值,由(3-1)式所示的p轴电流 I_p 表达。另外(7)式的第2项表示无效电力瞬时值,由(3-2)式所示的q轴电流 I_q 表达。因而,通过使用(7)式的控制,具体而言对马达电流 I_m 进行坐标变换而分离为p轴电流 I_p 和q轴电流 I_q ,分别单独地控制所分离的p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q ,能够进行有效电力以及无效电力的控制。

[0068] 此外,在说明至此为止的第1坐标变换部431时,在进行了(3-1)式、(3-2)式、(4-1)式以及(4-2)式、及如图7所示的定义之后进行了公式展开的说明,但这些定义以及图示仅仅是为了便于说明而设定的,定义本身并不是发明的本质的事项。

[0069] 接下来,说明进行从pq轴中的表述向单相交流中的表述的变换的第2坐标变换部432。第2坐标变换部432根据以下的(8)式,使用p轴电压指令值 V_p^* 以及q轴电压指令值 V_q^* 而变换为作为交流电压的逆变器输出电压指令值 V_m^* 。此外,(8)式是向逆变器输出电压指令值 V_m^* 的坐标变换式的一个例子,根据前述第1坐标变换部431中的定义等由(8)式表示

的公式也变化,这是不言而喻的。

[0070] [数式8]

$$[0071] \quad V_m^* = \sqrt{V_p^{*2} + V_q^{*2}} \cos\left(\hat{\theta}_m + \tan^{-1}\left(\frac{V_q^*}{V_p^*}\right)\right) \quad \dots(8)$$

[0072] 接下来,说明第1电流控制部411以及第2电流控制部412。第1电流控制部411是以使前述p轴电流 I_p 与p轴电流指令值 I_p^* 一致的方式进行控制的反馈控制器,第2电流控制部412是以使前述q轴电流 I_q 与q轴电流指令值 I_q^* 一致的方式进行控制的反馈控制器。第1电流控制部411以及第2电流控制部412都能够采用例如具备如以下的(9)式所示的传递函数的PID控制系统等。在(9)式中, K_p 表示比例增益, K_I 表示积分增益, K_d 表示微分增益, s 表示拉普拉斯运算符。此外,采用PID控制这一点、采用反馈控制这一点等是作为本说明书中的说明例而举出的控制方式的一个例子,这是不言而喻的。

[0073] [数式9]

$$[0074] \quad G_{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_d \quad \dots(9)$$

[0075] 接下来,说明风量控制部42。风量控制部42是以使风量推测值 \hat{Q} 与风量指令值 Q^* 一致的方式进行控制的反馈控制器,能够采用与第1电流控制部411或者第2电流控制部412相同的PID控制等。此外,采用PID控制这一点、而且采用反馈控制这一点等与电流控制部411以及412同样地是控制方式的一个例子,这是不言而喻的。

[0076] 接下来,说明风量推测部45。在现有技术文献所列举的非专利文献1的2/6页中的(9)式中,记载有如以下所示的关系式。

[0077] [数式10]

$$[0078] \quad Q = N \times f\left(\frac{I}{N^2}\right) \quad \dots(10)$$

[0079] 在上述(10)式中, N 为转速, I 为电流。当将上述(10)式置换为本实施方式时,本实施方式中的风量推测值 \hat{Q} 能够由以下的(11)式表示。

[0080] [数式11]

$$[0081] \quad \hat{Q} = \omega_m \times f\left(\frac{I_m}{\omega_m^2}\right) \quad \dots(11)$$

[0082] 但是,如在现有技术文献中也记载的那样,表示风量 Q 的函数 f 是还取决于风扇直径、压损条件等的函数,所以例如也可以采用作为表格数据而配置于逆变器控制部4之中等手法。即,求出风量推测值 \hat{Q} 的实现手法也可以为任意的实现手法。

[0083] 接下来,说明开关元件驱动信号生成部46。图8是供说明开关元件驱动信号生成部46的动作用的时序图。在图8的上层部分,细线表示载波波形,粗线表示逆变器输出电压指令值的波形。此外,在图8的例子中,相对于载波周期 T_c ,将控制周期 T_{cnt} 设定为载波周期 T_c 的1/2。另外,在图8的下层部分,表示驱动开关元件211~214的驱动信号 $S1 \sim S4$ 的波形。

[0084] 在设想了基于上述控制周期 T_{cnt} 的离散控制系统的情况下,逆变器输出电压指令值 V_m^* 的值被离散地变更。例如,在着眼于控制定时 n 的情况下,利用控制定时 n 的逆变器输出电压指令值 $V_m^*[n]$ 与载波的大小关系来决定开关元件驱动信号 $S1 \sim S4$ 的高电平以及低

电平。此时，S1与S4、S2与S3为同一信号，另外S2、S3为相对于S1、S4反转的波形。在此，在开关元件中存在上升时间以及下降时间等开关元件固有的延迟时间，所以一般设置短路防止时间(死区时间)的情况很多。在图8中，死区时间记载为0，但也可以为死区时间 $\neq 0$ 。此外，图8中的开关元件驱动信号S1~S4的生成方式仅仅是一个例子，只要是生成PWM信号的手法，则也可以使用任意的手法。

[0085] 接下来，说明风量指令值生成部47。图9是作为实施方式1中的马达驱动装置的应用例而示出电动吸尘器的结构的一个例子的图。在图9中，电动吸尘器8构成为具备电池等直流电源1、由上述单相PM马达3驱动的电动送风机81，还具备集尘室82、传感器83、吸入口体84、延长管85以及操作部86。

[0086] 电动吸尘器8将直流电源1作为电源而驱动单相PM马达3，从吸入口体84进行吸入，经由延长管85将垃圾吸引到集尘室82。在使用时握住操作部86来对电动吸尘器8进行操作。

[0087] 在操作部86设置有用于调节电动吸尘器8的吸入量的操作开关86a。电动吸尘器8的使用者对操作开关86a进行操作，任意地调节电动吸尘器8的吸入量。用操作部86设定的吸入量成为赋予给风量指令值生成部47(参照图3)的风量设定值 Q^{**} 。风量设定值 Q^{**} 被输入到风量指令值生成部47，从风量指令值生成部47输出风量指令值 Q^* 。此外，利用操作部86设定风量设定值 Q^{**} 的手法是本实施方式中的一个例子，也可以使用其它手法。例如，既可以使用根据传感器83自动设定风量设定值 Q^{**} 的手法等，也可以是任意的方式。

[0088] 图10是作为实施方式1中的马达驱动装置的其它应用例而示出干手器的结构的一个例子的图。在图10中，干手器90具备壳体91、手探测传感器92、接水部93、排水容器94、罩96、传感器97以及吸气口98。在壳体91内设置有由实施方式1的马达驱动装置驱动的未图示的电动送风机。在干手器90中，构成为：通过将手插入到处于接水部93的上部的手插入部99，从而利用基于电动送风机的吹送吹走水，水从接水部93存到排水容器94。传感器97是陀螺仪传感器以及人感传感器中的任意传感器，以根据传感器97自动设定风量设定值 Q^{**} 的方式构成逆变器控制部4的控制系统即可。

[0089] 基于以上，根据风量设定值 Q^{**} 设定风量指令值 Q^* ，根据风量指令值 Q^* 控制风量推测值 Q^{\wedge} ，另外，根据风量推测值 Q^{\wedge} 控制p轴电流 I_p ，所以最终根据风量 Q 控制有效电力 P 。在此，图11示出风量 Q 与有效电力 P 的关系。如图11的上层部所示，将第1期间中的风量设为 Q_1 ，将第2期间中的风量设为 Q_2 ，将第3期间中的风量设为 Q_3 。另外，如图11的下层部所示，将第1期间的有效电力设为 P_1 ，将第2期间中的有效电力设为 P_2 ，将第3期间中的有效电力设为 P_3 。当假定为在这些各期间风量 Q 与风量设定值 Q^{**} 一致时，在图11中，风量 Q_2 比风量 Q_1 大，与其相应地控制成有效电力 P_2 比有效电力 P_1 大。另外风量 Q_3 比风量 Q_1 小，所以控制成有效电力 P_3 比有效电力 P_1 小。以这样根据风量 Q 来控制有效电力 P 的方式，控制系统进行动作。

[0090] 接下来，说明q轴电流指令值生成部48。马达位置及转速检测部44生成的马达转速推测值 ω_m^{\wedge} 被输入到q轴电流指令值生成部48，从q轴电流指令值生成部48输出q轴电流指令值 I_q^* 。q轴电流 I_q 成为如前述那样控制无效电力的操作量。无效电力是对实际的作功量不做出贡献的电力。但是，当无效电力增加时，马达电流 I_m 增加，所以效率恶化。因此，通常设定成q轴电流指令值 $I_q^* = 0$ 。但是，在并用弱励磁等控制手法的情况下，还有可能根据转速的增加而将无效电力控制成零以外。

[0091] 图12是示出将q轴电流指令值 I_q^* 控制成0以外的情况下的一个例子的图。也可以

如图12所示,在特定的转速 ω_1 以上时使q轴电流指令值 I_q^* 变化。这样的控制能够通过将与图12的曲线相匹配的表格数据保持于q轴电流指令值生成部48而实现。此外,在图12中,根据转速使q轴电流指令值 I_q^* 变化,但在根据单相PM马达的驱动状态来决定q轴电流指令值 I_q^* 的情况下,不限于转速,还可以将风量指令值 Q^* 、p轴电流 I_p 、p轴电流指令值 I_p^* 、马达电流 I_m 等设定为决定指标。在将转速以外作为决定指标的情况下,构成将该决定指标设为q轴电流指令值生成部48的输入信号的控制系统的控制,这是不言而喻的。

[0092] 利用以上的结构,能够以使风量推测值 \hat{Q} 与风量指令值 Q^* 一致的方式利用p轴电流 I_p 来控制有效电力。另外,同时还能够利用q轴电流 I_q 来控制无效电力,还能够控制马达驱动时的功率因数。利用这些控制而控制成例如无效电力成为零,从而能够将马达电流抑制为仅与有效电力有关的量。其结果,能够将马达电流控制成最小,抑制马达的铜损(绕组电阻等中的损耗)、逆变器的导通损耗(开关元件中的导通电阻和导通电压所致的损耗)、开关损耗(开关元件导通截止时的损耗),所以能够实现应用马达驱动装置的应用产品的高效化。

[0093] 如以上说明,根据实施方式1的马达驱动装置,通过使单相逆变器供给到单相PM马达的有效电力增减,从而使马达驱动装置驱动的电动送风机的风量变化,所以能够进行与单相瞬时电力的波动对应的风量控制。

[0094] 实施方式2.

[0095] 图13是示出实施方式2中的逆变器控制部4的结构框图。在实施方式2的逆变器控制部4中,如图13所示,从图3所示的结构追加pq轴电流校正部49这点是区别点。作为第1坐标变换部431的输出的p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 和作为马达位置及转速检测部44的输出的转子旋转位置推测值 $\hat{\theta}_m$ 被输入到pq轴电流校正部49,根据这些输入来生成作为用于抑制p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 中的电流波动的校正值的p轴电流校正量 ΔI_p 以及q轴电流校正量 ΔI_q 。构成为p轴电流校正量 ΔI_p 以及q轴电流校正量 ΔI_q 分别被加到p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q ,被输入到作为各个电流控制部的第1电流控制部411以及第2电流控制部412。此外,关于其它结构,与图3所示的结构相同或者等同,关于相同或者等同的结构部而附加相同的附图标记,省略重复的说明。

[0096] 接下来,说明pq轴电流校正部49的动作。首先,再次说明进行从马达电流 I_m 向p轴电流 I_p 的坐标变换的第1坐标变换部431中的变换式((3-1)式)。

[0097] [数式12]

$$I_p = I_m \cos(\hat{\theta}_m) \quad \dots (3-1) \text{ (再次说明)}$$

[0099] 在此,马达电流 I_m 如上所述定义成(4-1)式,当将该(4-1)式代入到(3-1)式而进行公式变形时,能够得到以下的(13)式。

[0100] [数式13]

$$\begin{aligned}
 I_p &= \sqrt{2}I_{m_rms} \cos(\hat{\theta}_m) \times \cos(\hat{\theta}_m) \\
 &= \sqrt{2}I_{m_rms} \left(\frac{1 - \cos(2\hat{\theta}_m)}{2} \right) \quad \dots(13) \\
 &= \frac{\sqrt{2}I_{m_rms}}{2} - \frac{\sqrt{2}I_{m_rms} \cos(2\hat{\theta}_m)}{2}
 \end{aligned}$$

[0102] 同样地,再次说明进行从马达电流 I_m 向q轴电流 I_q 的坐标变换的第2坐标变换部432中的变换式((3-2)式)。

[0103] [数式14]

$$I_q = I_m \sin(\hat{\theta}_m) \quad \dots(3-2) \text{ (再次说明)}$$

[0105] 当与p轴电流 I_p 同样地,将(4-1)式代入到(3-2)式而进行公式变形时,能够得到以下的(15)式。

[0106] [数式15]

$$\begin{aligned}
 I_q &= \sqrt{2}I_{m_rms} \cos(\hat{\theta}_m) \times \sin(\hat{\theta}_m) \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{2} I_{m_rms} \sin(2\hat{\theta}_m) \quad \dots(15)
 \end{aligned}$$

[0108] 根据上述(13)式以及(15)式可知,p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 相对于马达转速 ω_m 而以两倍的频率变动。在此,p轴电流 I_p 中的(13)式的第1项为直流分量,决定时间平均下的有效电力。另一方面,当进行时间平均时第2项为0,所以不对时间平均的有效电力做出贡献。

[0109] 如以上的说明那样,p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 依照(13)式或者(15)式而变动。由于该变动,p轴电压指令值 V_p^* 以及q轴电压指令值 V_q^* 也以同样的分量变动,所以在马达电流 I_m 中也产生电流的变动、即电流波动。另外,马达的输出转矩与马达电流 I_m 成比例,马达电流 I_m 产生波动,从而马达转速 ω_m 也产生波动,所以在单相PM马达3中产生噪音。

[0110] 图14是用于说明p轴电流 I_p 与p轴电流校正量 ΔI_p 的关系的图。在图14中,实线是(13)式所示的波形(其中,在图14中,设为系数 $\sqrt{2}I_{m_rms}=1$)。另外,虚线表示用于消除实线的波形所包含的波动分量的校正分量、即p轴电流校正量 ΔI_p 的波形,p轴电流校正量 ΔI_p 以成为以下的(16)式(其中,在图14中,设为系数 $\sqrt{2}I_{m_rms}=1$)的方式设定。

[0111] [数式16]

$$\Delta I_p = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{m_rms} \cos(2\hat{\theta}_m) \quad \dots(16)$$

[0113] 通过将表示校正前的p轴电流 I_p 的(13)式与表示p轴电流校正量 ΔI_p 的(16)式进行相加,从而相加后的值为“ $\sqrt{2}I_{m_rms}/2$ ”,马达电流 I_m 的有效电力分量的瞬时值被控制成恒定,p轴电流 I_p 的波动分量被去除。即,通过使用校正后的p轴电流 I_p' 来控制,能够抑制电流波动,所以能够抑制p轴电压指令 V_p^* 的电压波动,能够抑制p轴电压指令 V_p^* 的失真。此外,通过对q轴也应用同样的控制系统,能够对q轴电流 I_q 的波动也设定 ΔI_q ,通过将马达电流 I_m 的无效电力分量的瞬时值控制成恒定,能够去除q轴电流 I_q 的波动分量,能够抑制q轴电

压指令 V_q^* 的波动以及失真。

[0114] 此外,能够使用低通滤波器来实施同样的功能,但低通滤波器具有延迟时间,由于该延迟时间而对电流控制器的响应速度产生限制。另一方面,根据实施方式2的手法,能够在每次控制时逐次去除电流的波动分量,所以相对于使用了低通滤波器的情况,延迟时间短,能够使电流控制器进行更高的响应性,能够期待控制性的提高。

[0115] 实施方式3.

[0116] 图15是示出实施方式3中的逆变器控制部4的结构框图。在实施方式3的逆变器控制部4中,如图15所示,从图3所示的结构追加风量指令值校正部50这点是区别点。马达电流 I_m 、作为第2坐标变换部432的输出的逆变器输出电压指令值 V_m^* 、作为马达位置及转速检测部44的输出的转子旋转位置推测值 θ_m^{\wedge} 以及作为风量推测部45的输出的风量推测值 Q^{\wedge} 被输入到风量指令值校正部50,根据这些输入来生成作为用于抑制瞬时有效电力 P_m 中的波动的校正量的风量指令值校正量 ΔQ^* 。构成为风量指令值校正量 ΔQ^* 首先被加到风量指令值 Q^* ,接下来在与风量推测值 Q^{\wedge} 之间取差分,该差分值被输入到风量控制部42。此外,关于其它结构,与图3所示的结构相同或者等同,关于相同或者等同的结构部而附加相同的附图标记,省略重复的说明。

[0117] 接下来,说明风量指令值校正部50的动作。首先,再次考虑单相瞬时电力 P_m 中的(7)式。当将(13)式以及(15)式代入到(7)式中的p轴电流 I_p 以及q轴电流 I_q 的项时,能够得到以下的(17)式。

[0118] [数式17]

$$[0119] \quad P_m = \sqrt{2}V_{m_rms}^* \times \left\{ \frac{\sqrt{2}I_{m_rms}}{2} - \frac{\sqrt{2}I_{m_rms} \cos(2\hat{\theta}_m)}{2} \right\} \times \cos(\Phi) + V_{m_rms}^* \times I_m \sin(2\hat{\theta}_m) \times \sin(\Phi) \quad (17)$$

[0120] 如前述那样,(17)式的第1项表示瞬时有效电力,第2项表示瞬时无效电力。以下,将第1项的瞬时有效电力记载为 P_a ,将第2项的瞬时无效电力记载为 P_n 。从(17)式可明确,瞬时有效电力 P_a 以“ $\cos(2\theta_m^{\wedge})$ ”波动。

[0121] 另外,单相PM马达3中的机械输出PM由以下的(18)式表示。

[0122] [数式18]

$$[0123] \quad P_M = \omega_m \times \tau_m \cdots (18)$$

[0124] 在上述(18)式中,“ τ_m ”为马达转矩。瞬时有效电力 P_a 为对单相PM马达3的旋转做出贡献的分量,所以瞬时有效电力 P_a 的波动为转矩 τ_m 或转速 ω_m 的波动。

[0125] 因而,风量指令值校正部50进行与瞬时有效电力 P_a 的波动对应的补偿控制。图16是示出瞬时有效电力 P_a 和风量指令值校正量 ΔQ^* 的波形的一个例子的图。如前所述,马达电流 I_m 、逆变器输出电压指令值 V_m^* 、风量推测值 Q^{\wedge} 以及转子旋转位置推测值 θ_m^{\wedge} 被输入到风量指令值校正部50。风量指令值校正部50根据马达电流 I_m 、逆变器输出电压指令值 V_m^* 以及转子旋转位置推测值 θ_m^{\wedge} ,使用上述(17)式来计算瞬时有效电力 P_a 。瞬时有效电力 P_a 的波形的一个例子如图16的上层部所示那样。

[0126] 另外,风量指令值校正部50使用以下的(19)式来生成风量指令值校正量 ΔQ^* 。

[0127] [数式19]

$$[0128] \quad \Delta Q^* = Q^*_{ave} \times \cos(2\hat{\theta}_m) \cdots (19)$$

[0129] 在上述(19)式中, Q^*_{ave} 表示风量指令值 Q^* 的时间平均值。风量指令值校正量 ΔQ^* 的波形的一个例子如图16的下层部所示那样。

[0130] 在(19)式以及图16中,以与瞬时有效电力 P_a 的波动成为反相的方式生成风量指令值校正量 ΔQ^* ,根据用风量指令值校正量 ΔQ^* 校正风量指令值 Q^* 后的校正风量指令值 $Q^{*'}$,控制风量 Q 以及p轴电流 I_p 。通过该控制,实际的风量 Q 被控制成抵消瞬时有效电力 P_a 的波动,瞬时有效电力 P_a 的波动被抑制。其结果,马达的转速以及转矩的波动同时被抑制,所以能够实现应用有马达驱动装置的应用产品的低噪音化。

[0131] 此外,以上的实施方式所示的结构表示本发明的内容的一个例子,既能够与其它公知的技术进行组合,还能够在不脱离本发明的要旨的范围对结构的一部分进行省略、变更。

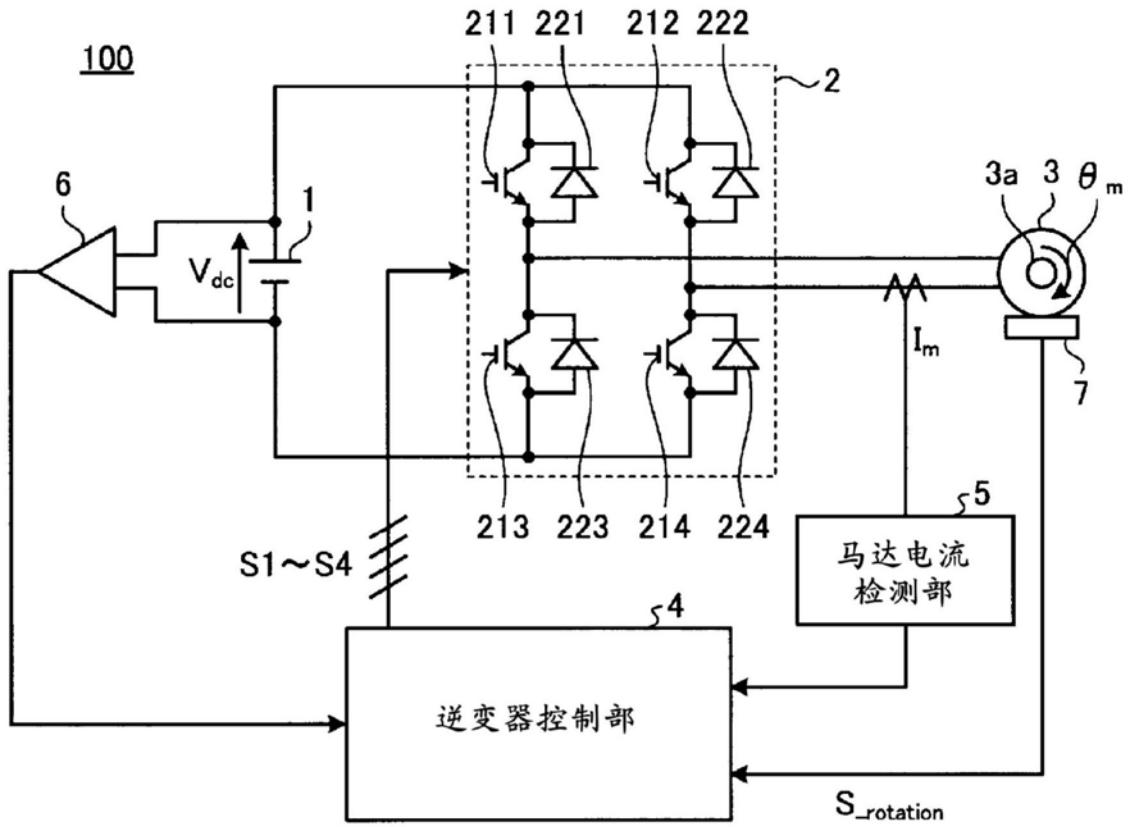


图1

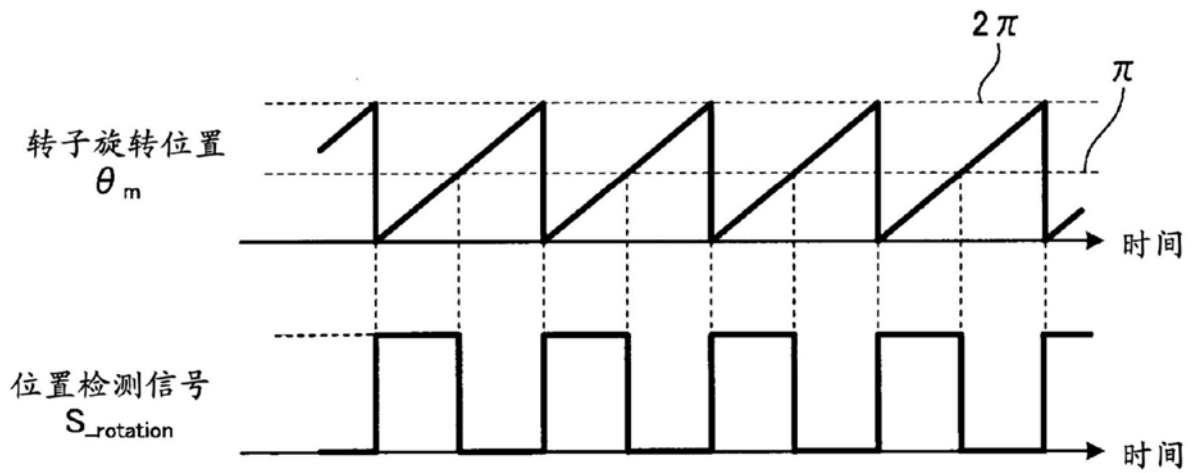


图2

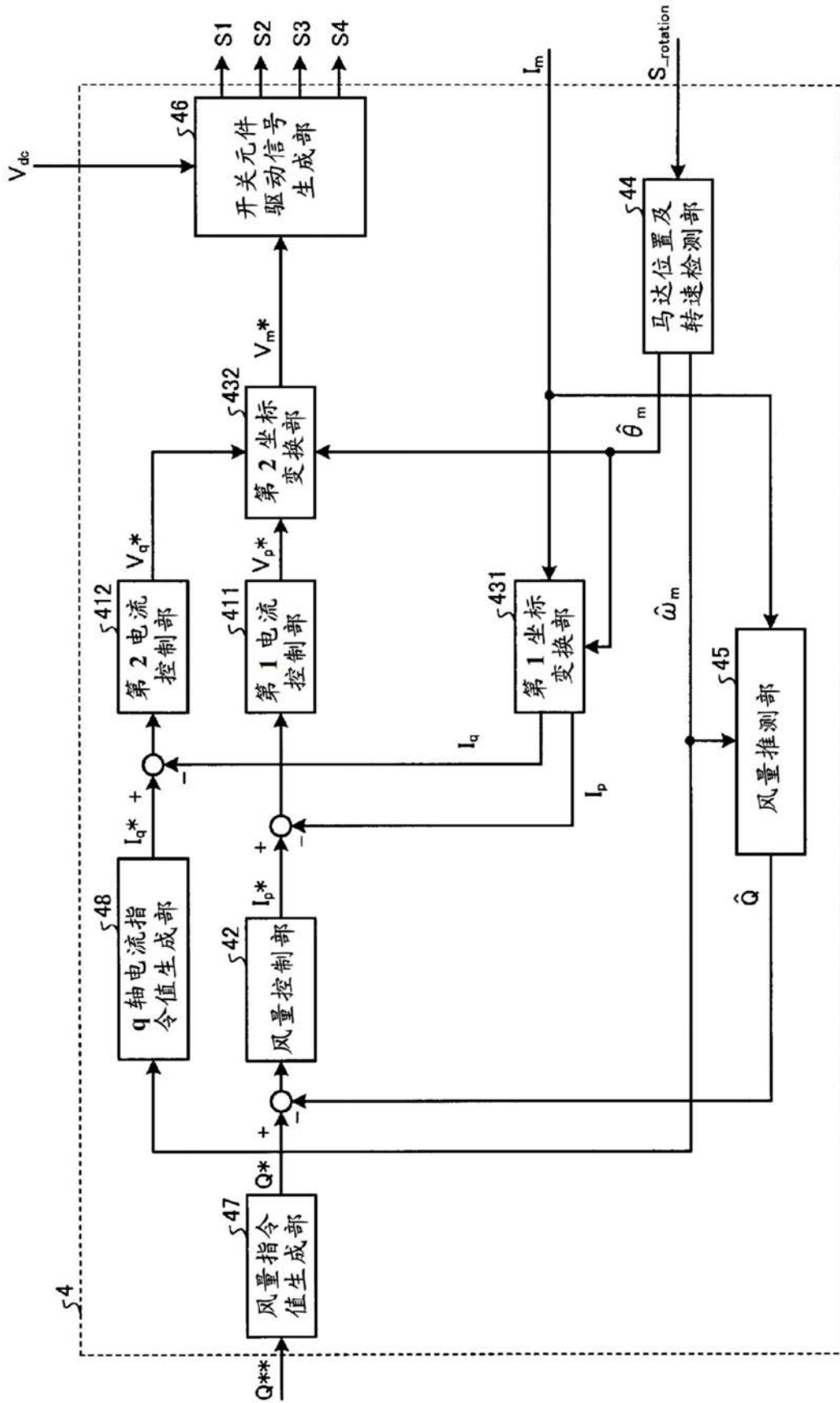


图3

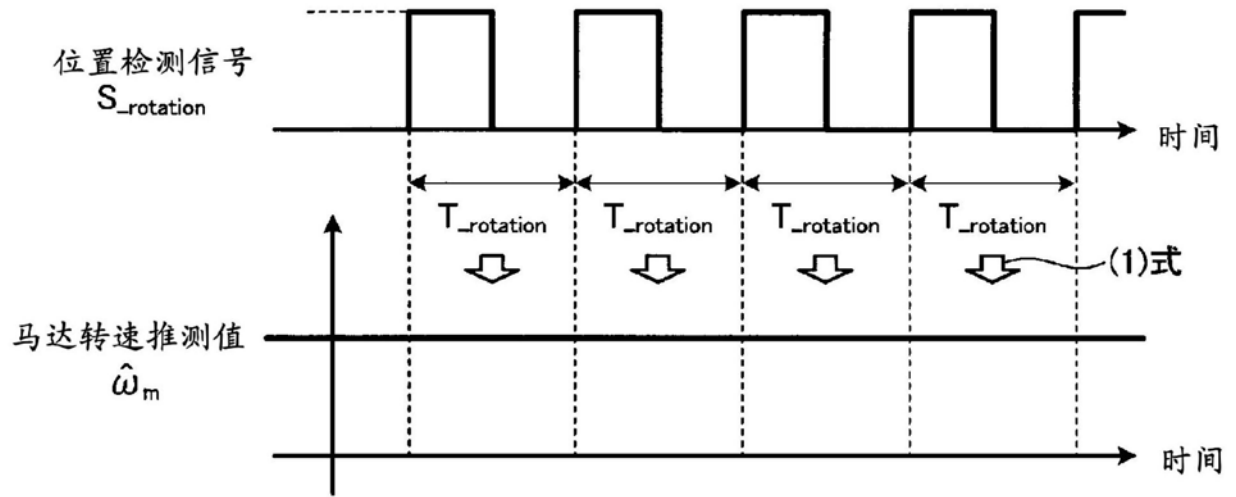


图4

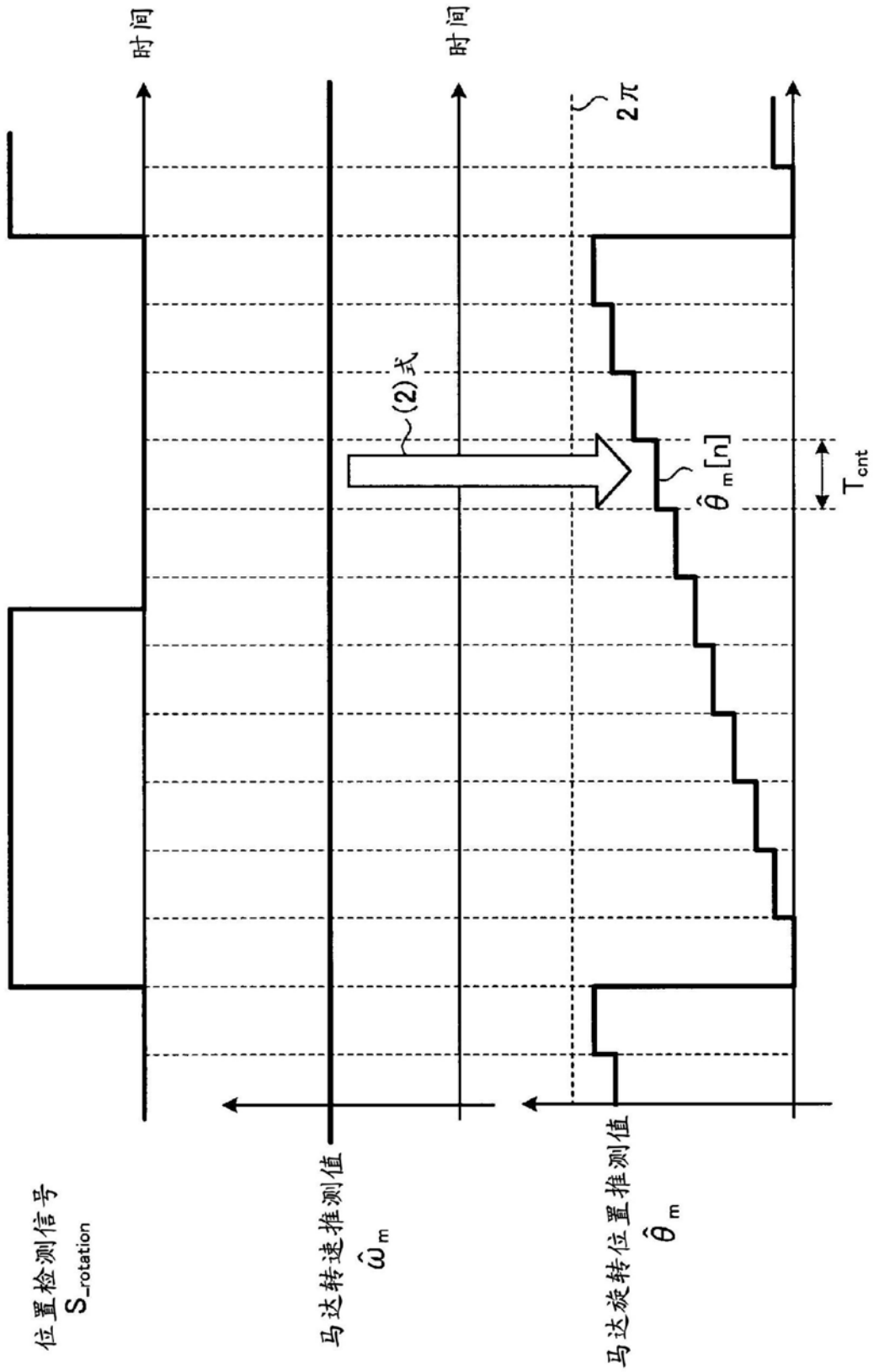


图5

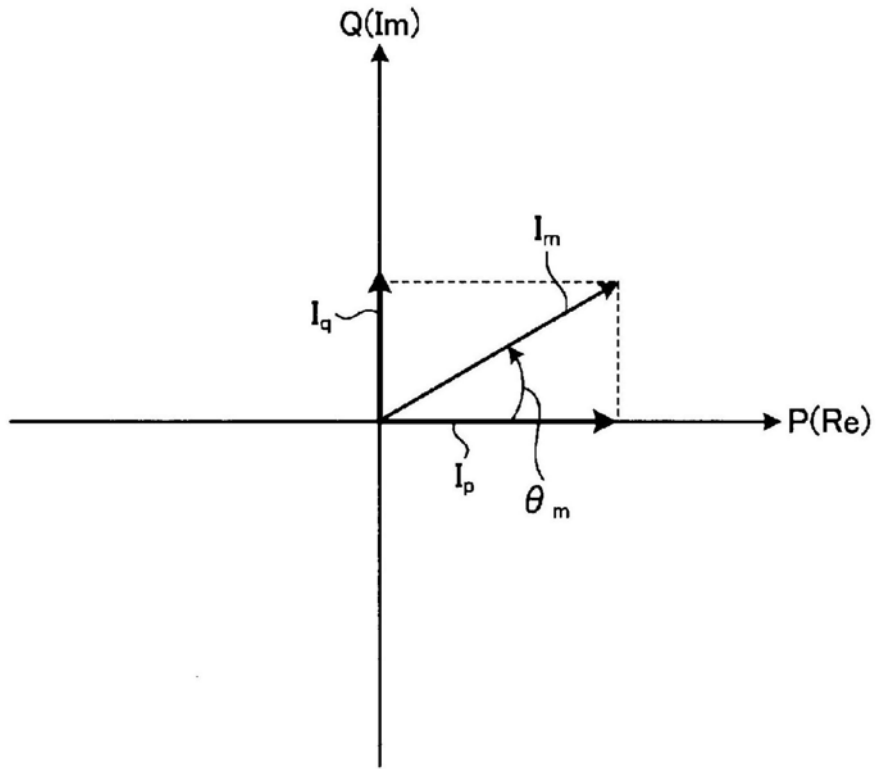


图6

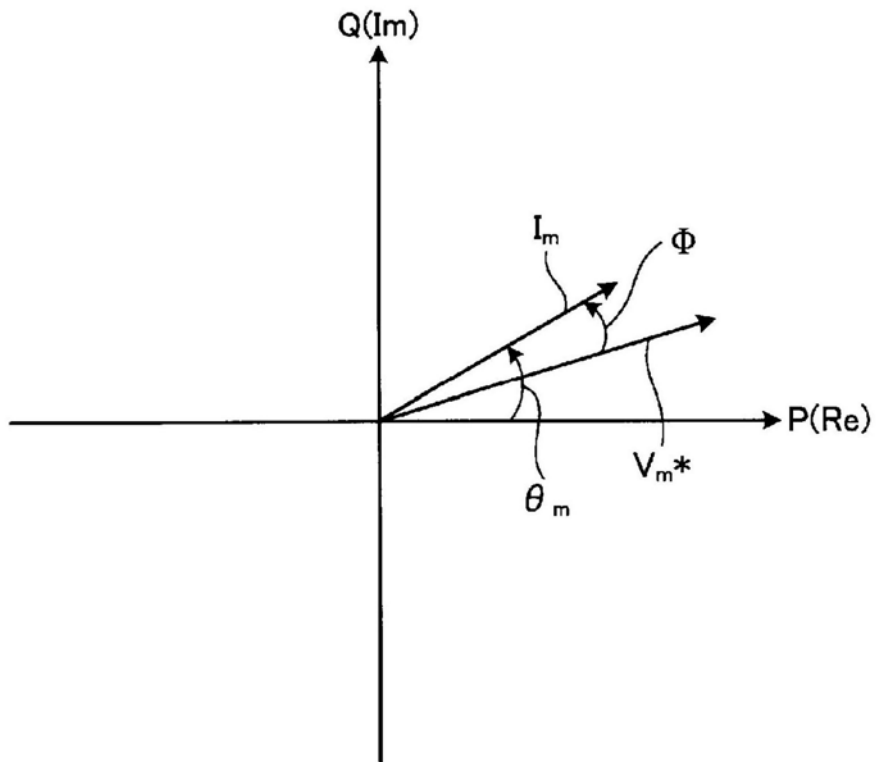


图7

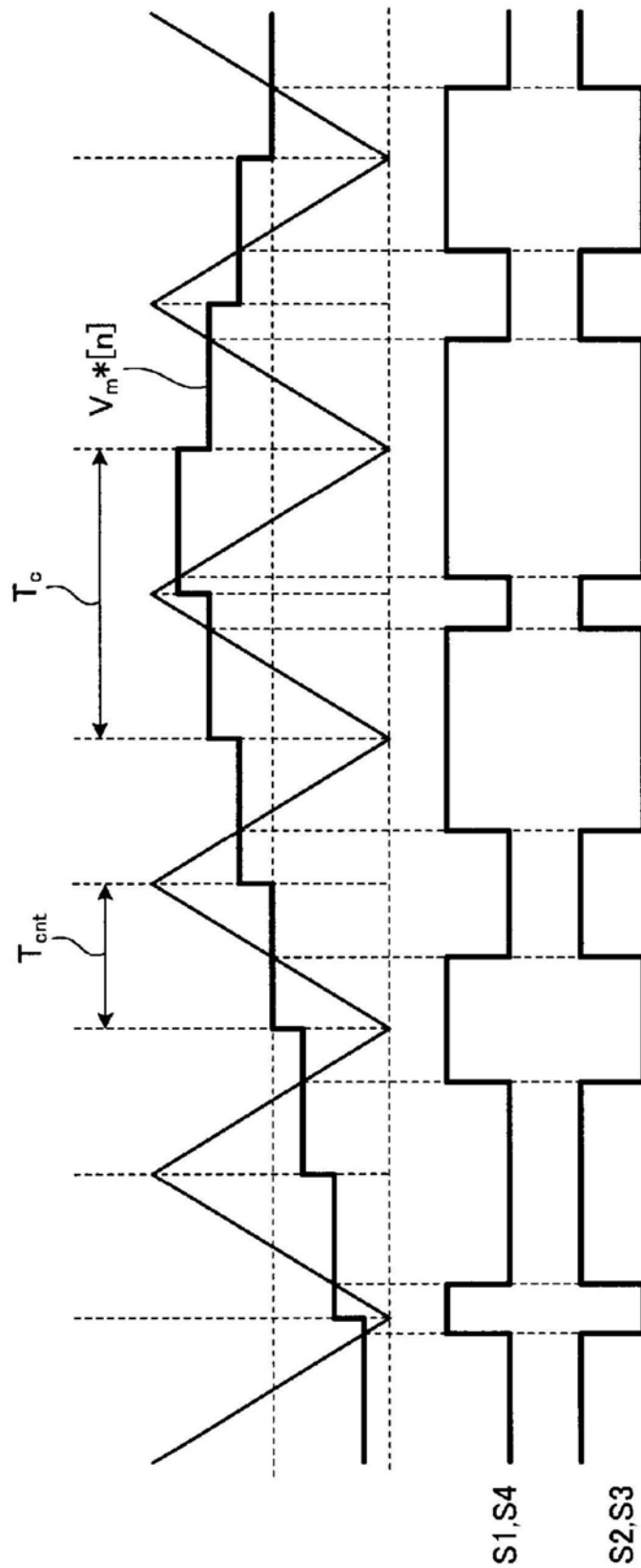


图8

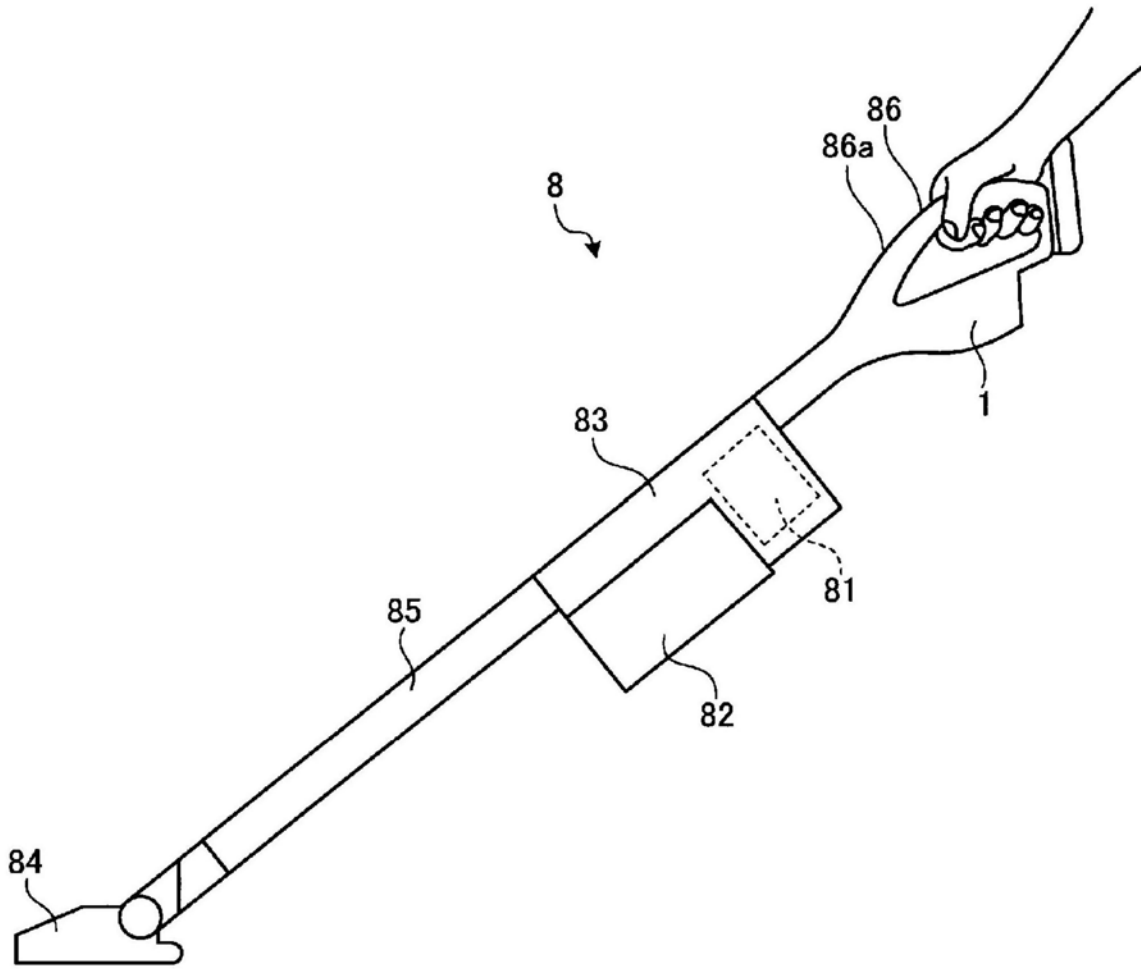


图9

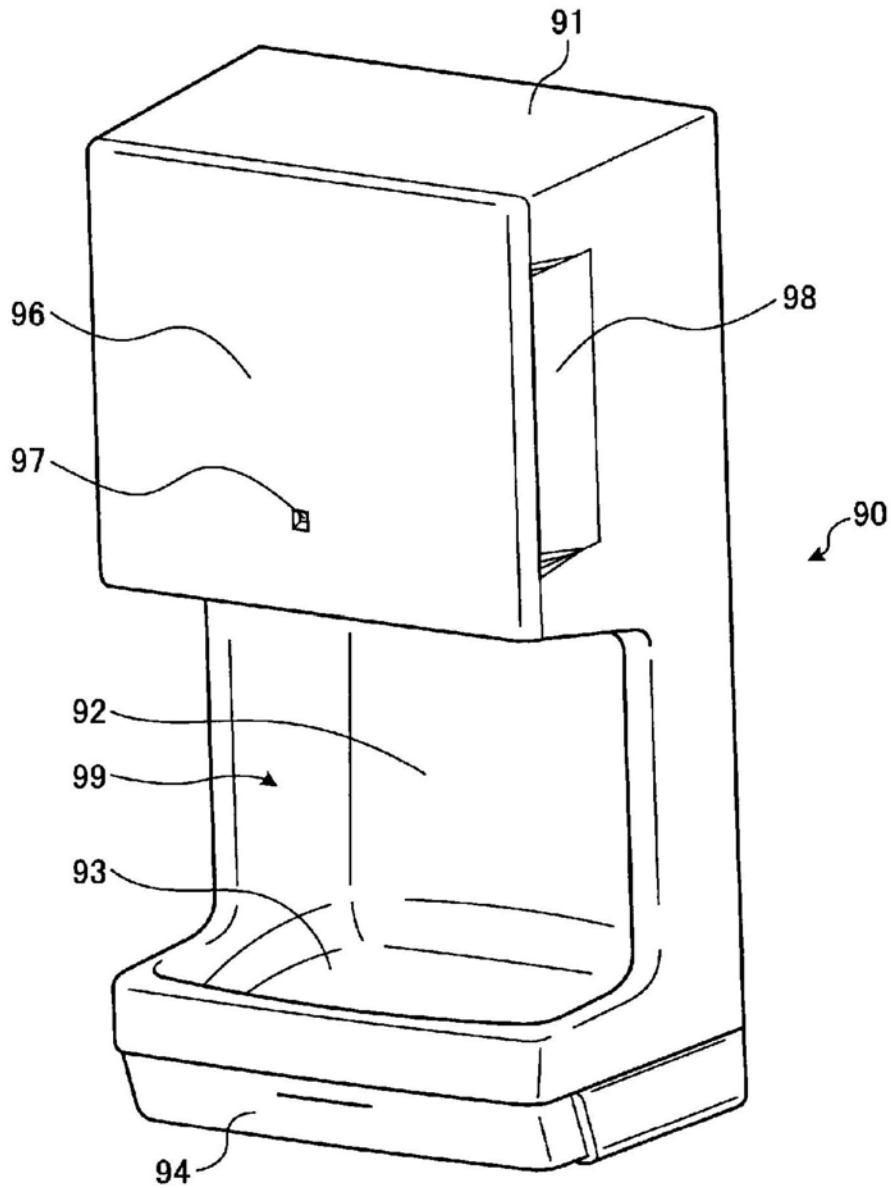


图10

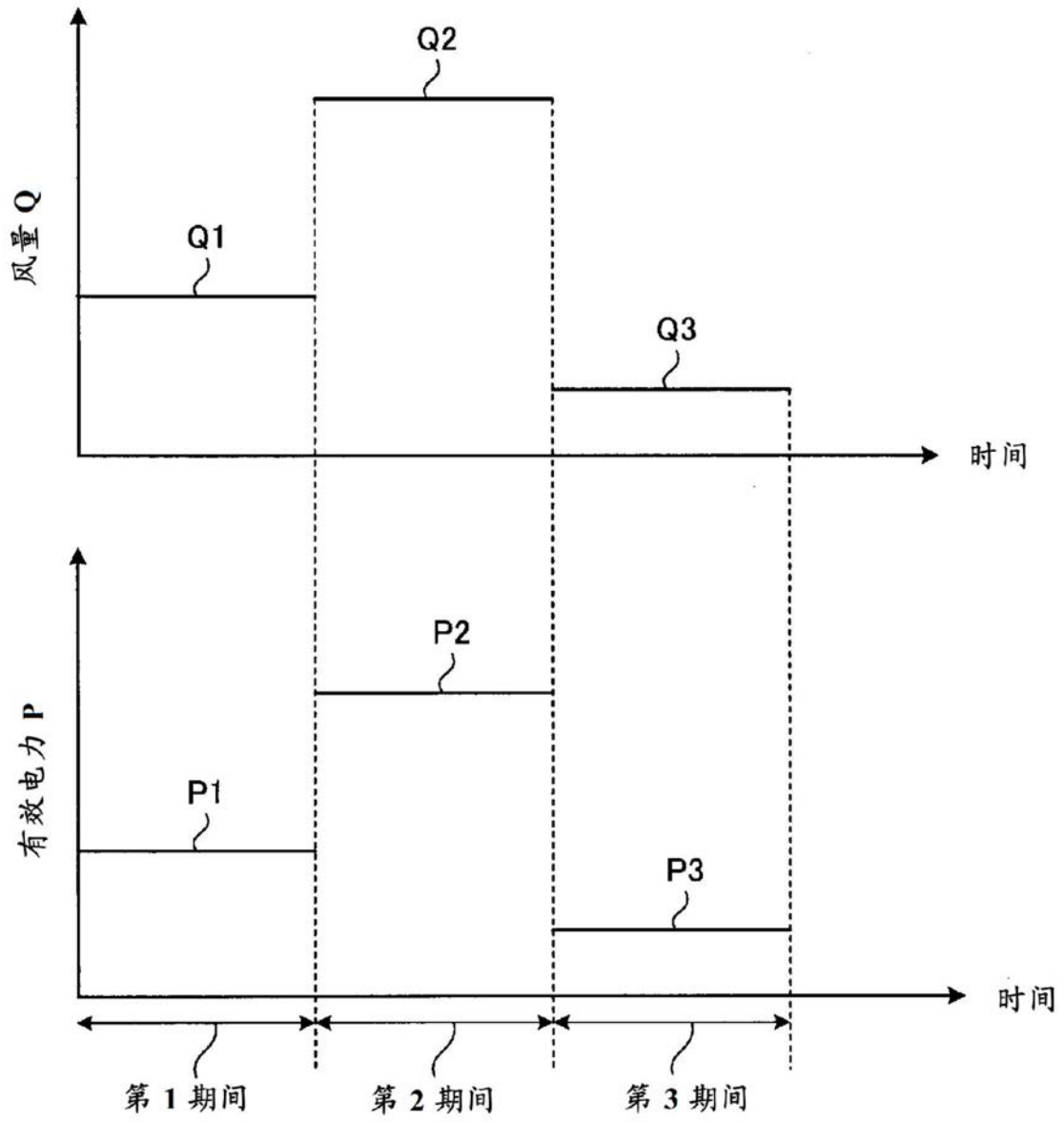


图11

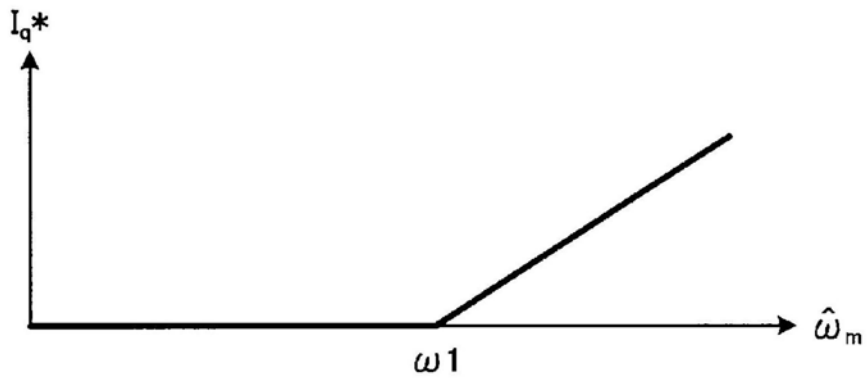


图12

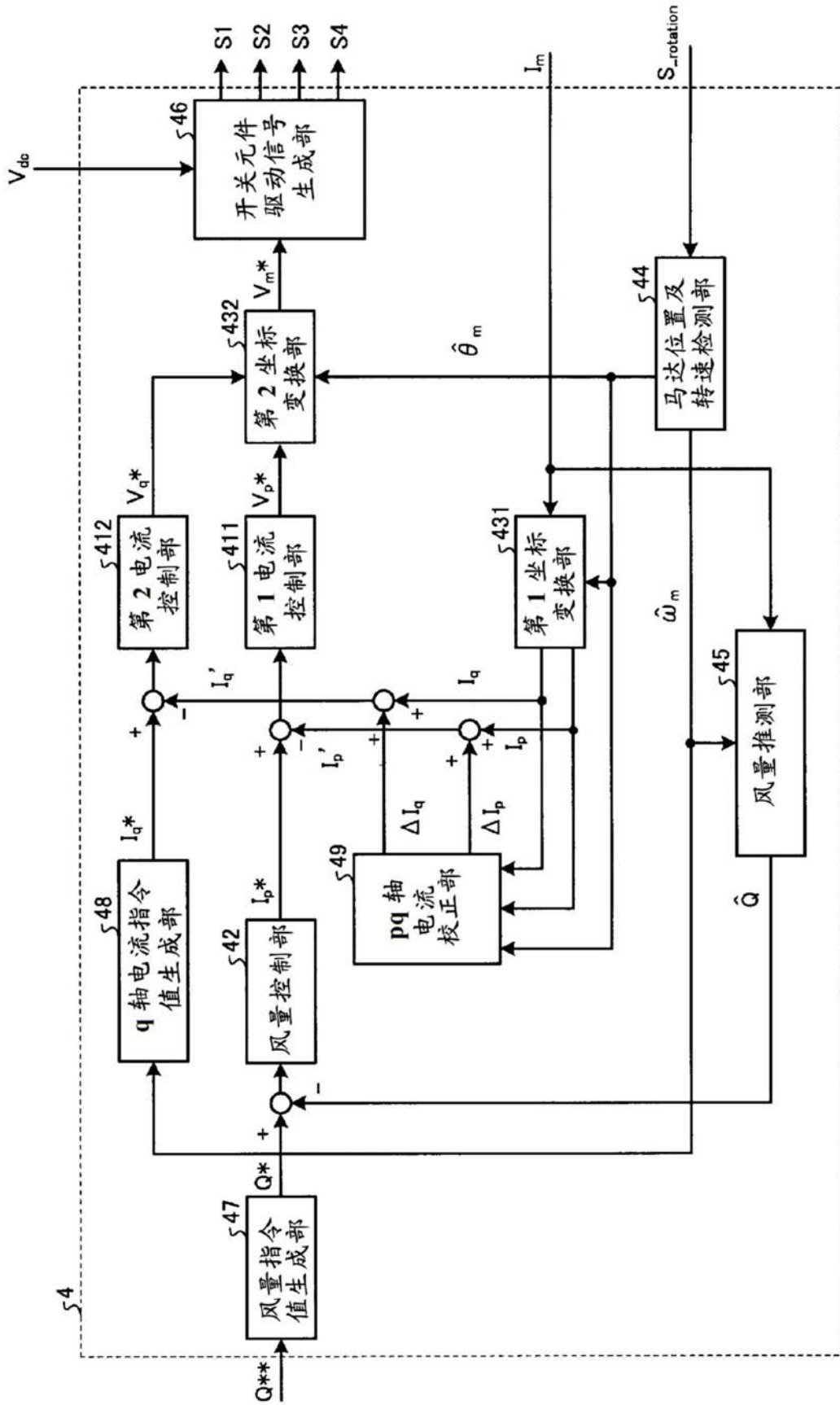


图13

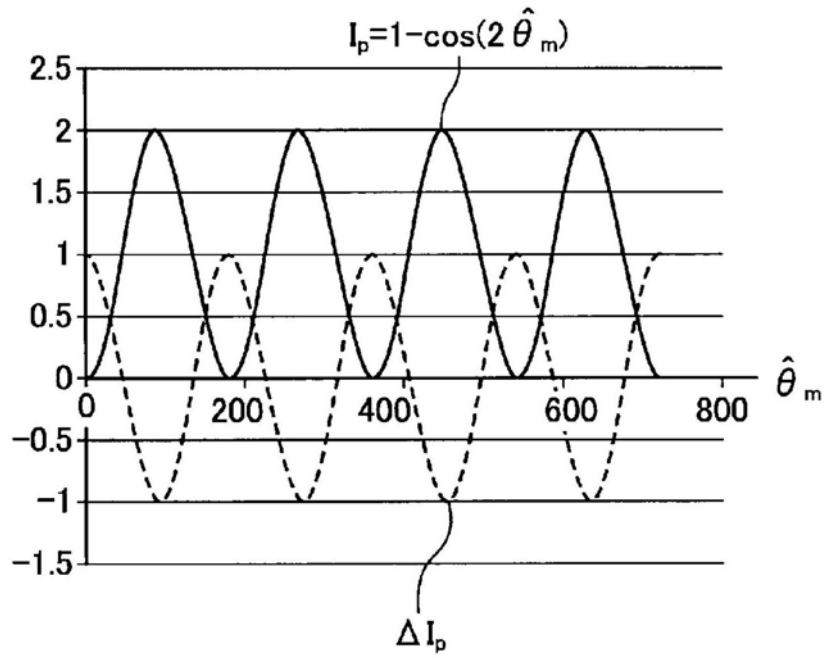


图14

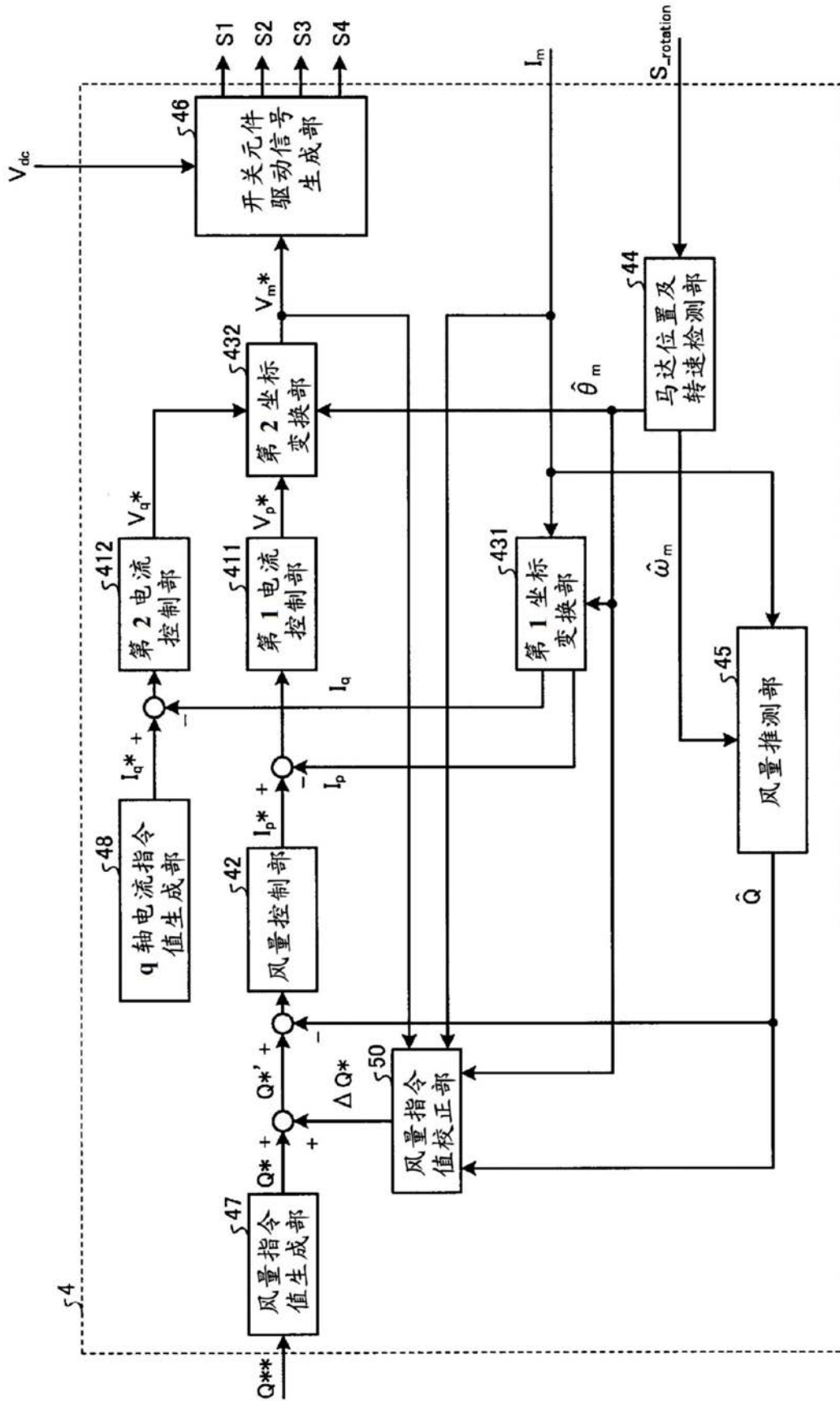


图15

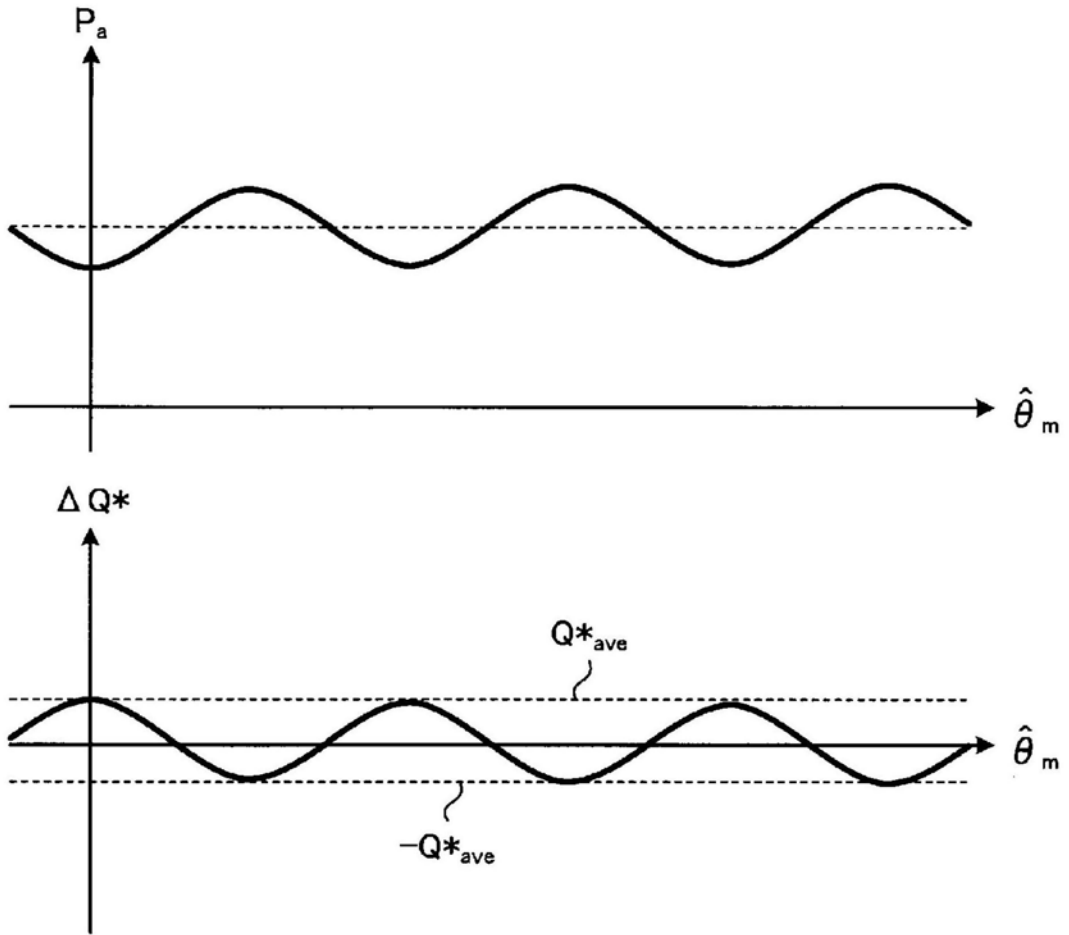


图16