



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 119605074 A

(43) 申请公布日 2025. 03. 11

(21) 申请号 202380054476.0

(22) 申请日 2023.08.25

(30) 优先权数据

2022-180805 2022.11.11 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2025.01.17

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2023/030641 2023.08.25

(87) PCT国际申请的公布数据

W02024/100959 JA 2024.05.16

(71) 申请人 日立安斯泰莫株式会社

地址 日本

(72) 发明人 初濑涉 安岛俊幸 青柳滋久

塚越贵哉

(74) 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司 11243

专利代理师 范胜杰 文志

(51) Int.Cl.

H02P 27/08 (2006.01)

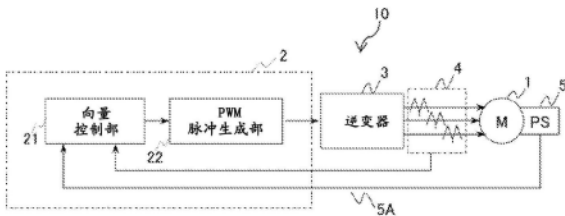
权利要求书1页 说明书7页 附图4页

(54) 发明名称

交流电动机控制装置

(57) 摘要

实现一种交流电动机控制装置,其能够抑制交流电动机中流过的电流高次谐波分量,降低交流电动机中产生的损耗。交流电动机控制装置(10)具备进行从直流电力向交流电力的电力变换的电力变换器(3)和对交流电动机(1)进行同步PWM控制的控制部(2)。控制部(2)具有生成载波的载波生成部(221、231、232)和基于载波和电压指令值(21A)生成PWM脉冲的PWM脉冲生成部(22、23)。载波生成部(221、231、232)变更载波的周期,使得PWM脉冲中包含的交流电动机(1)的dq正交坐标中的高次谐波分量集中于d轴和q轴中电感大的轴侧。



1. 一种交流电动机控制装置,其特征在于,具备:
电力变换器,其进行从直流电力向交流电力的电力变换;以及
控制部,其对交流电动机进行同步PWM控制,
所述控制部具有:
载波生成部,其生成载波;以及
PWM脉冲生成部,其根据所述载波和电压指令值,生成PWM脉冲,
所述载波生成部变更所述载波的周期,使得所述PWM脉冲中包含的所述交流电动机的dq正交坐标中的高次谐波分量集中在d轴和q轴中电感大的轴侧。
2. 根据权利要求1所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述载波生成部使所述载波的周期以6阶周期变化。
3. 根据权利要求2所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述载波生成部将使所述载波的周期以6阶周期变化的周期变更量设定为电流高次谐波分量最小的周期变更量。
4. 根据权利要求2所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述载波生成部将使所述载波的周期以6阶周期变化的周期变更量设定为由于电流高次谐波分量而产生的所述交流电动机的损耗最小的周期变更量。
5. 根据权利要求3所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
在要求高速的控制响应的情况下,所述载波生成部将使所述载波的周期以6阶周期变化的周期变更量设定为比所述电流高次谐波分量或所述交流电动机的损耗最小的周期变更量小的变更量,来抑制控制响应的降低。
6. 根据权利要求1所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述载波生成部变更所述载波的周期,使得所述PWM脉冲中包含的所述交流电动机的dq正交坐标中的高次谐波分量集中在电感比d轴侧的电感大的q轴侧。
7. 根据权利要求1至6中的任意一项所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述交流电动机控制装置是对电动汽车的交流电动机进行控制的控制装置。
8. 根据权利要求7所述的交流电动机控制装置,其特征在于,
所述PWM脉冲生成部还具备:
载波生成部,其生成恒定周期的载波;
周期恒定载波生成部,其生成周期性变更的载波;以及
载波切换部,其对所述周期恒定载波生成部和所述载波生成部进行切换。

交流电动机控制装置

技术领域

[0001] 本发明涉及驱动交流电动机的交流电动机控制装置。

背景技术

[0002] 近年来,由于节能化的要求的提高,驱动交流电动机的交流电动机控制装置被应用于家电、基础设施、车载设备等广泛的用途。

[0003] 作为这样的驱动交流电动机的交流电动机控制装置,一般使用PWM控制。在PWM控制中,基于向交流电动机施加的电压指令信号来制作调制信号,通过调制信号与PWM载波的比较来制作使电力变换装置的开关元件接通/断开的PWM脉冲信号。由此,能够将直流电力变换为驱动交流电动机的交流电力。

[0004] 这样,通过进行PWM控制,能够将直流电力变换为交流电力,但由于反复进行使电力变换装置的开关元件高速地接通/断开的动作,所以对交流电动机以脉冲状施加输出电压。

[0005] 因此,流过交流电动机的电流中包含高次谐波分量,成为噪声、损耗的原因。

[0006] 例如,在专利文献1、专利文献2中公开了用于降低由这样的电力变换装置的开关元件的接通/断开引起的噪声、损耗的技术。

[0007] 在专利文献1所记载的方式中,是使PWM载波的周期随着时间经过而变化的结构。另外,在专利文献2所记载的方式中,是缩短电流过零附近的PWM载波的周期的结构。

[0008] 根据这样的方式,通过分散以脉冲状对交流电动机施加的电压的高次谐波分量,能够将流过交流电动机的电流的高次谐波分量分散。由此,提出了进行交流电动机中产生的噪声的降低、直流电压变动的抑制。

[0009] 现有技术文献

[0010] 专利文献

[0011] 专利文献1:日本特开2010-41877号公报

[0012] 专利文献2:日本特开2019-47688号公报

发明内容

[0013] 发明所要解决的课题

[0014] 如上所述,通过进行PWM控制,在流过交流电动机的电流中包含高次谐波分量,存在噪声、损耗增加的课题。

[0015] 然而,在专利文献1以及专利文献2所记载的方式中,虽然能够分散以脉冲状对交流电动机施加的电压的高次谐波分量,但并没有公开积极地抑制流过交流电动机的电流的高次谐波分量的结构。

[0016] 如果不抑制流过交流电动机的电流的高次谐波分量,则难以降低高次谐波分量所引起的噪声、损耗。

[0017] 本发明的目的在于实现一种交流电动机控制装置,其能够抑制流过交流电动机的

电流高次谐波分量,降低在交流电动机中产生的损耗。

[0018] 用于解决课题的手段

[0019] 为了实现上述目的,本发明如下构成。

[0020] 在交流电动机控制装置中,具备:电力变换器,其进行从直流电力向交流电力的电力变换;以及控制部,其对交流电动机进行同步PWM控制,所述控制部具有:载波生成部,其生成载波;以及PWM脉冲生成部,其基于所述载波和电压指令值,生成PWM脉冲,所述载波生成部变更所述载波的周期,使得所述PWM脉冲中包含的所述交流电动机的dq正交坐标中的高次谐波分量集中于d轴或q轴中电感大的轴侧。

[0021] 发明效果

[0022] 根据本发明,能够实现一种交流电动机控制装置,其能够抑制流过交流电动机的电流高次谐波分量,降低在交流电动机中产生的损耗。

附图说明

[0023] 图1是表示本发明的实施例1的交流电动机控制装置的整体结构图的框图。

[0024] 图2是表示本发明的实施例1的PWM脉冲生成部的框图。

[0025] 图3表示将与本发明不同的比较例中的同步PWM控制时的载波的周期设为恒定的情况下的波形例。

[0026] 图4表示周期性地变更了本发明的实施例1中的同步PWM控制时的载波的周期的情况下的波形例。

[0027] 图5是向量控制中的正交dq轴坐标系与电压和电流的概略关系图。

[0028] 图6A是表示载波的周期恒定的情况下的输出电压的高次谐波分量的图。

[0029] 图6B是表示周期性地变更了载波的周期的情况下的输出电压的高次谐波分量的图。

[0030] 图7A表示对埋入型永磁同步电动机施加图6A所示的电压高次谐波分量时产生的电流高次谐波分量。

[0031] 图7B表示对埋入型永磁同步电动机施加了图6B所示的电压高次谐波分量时产生的电流高次谐波分量。

[0032] 图8是表示使周期变更量变化时的电流高次谐波分量的变化的曲线图。

[0033] 图9是表示将本发明的实施例2的交流电动机控制装置应用于电动汽车的例子图。

[0034] 图10是实施例2中的PWM脉冲生成部的结构图。

具体实施方式

[0035] 以下,使用附图对本发明的实施方式进行了说明。

[0036] 实施例

[0037] (实施例1)

[0038] 使用图1至图10说明本发明的实施例1。

[0039] 本实施例1说明用本发明的交流电动机控制装置10驱动交流电动机1的例子。

[0040] 图1是实施例1的交流电动机控制装置10的概略结构图。交流电动机控制装置10具

备控制部2、逆变器(电力变换器)3以及电流检测部4。控制部2具备向量控制部21和PWM脉冲生成部22。图2是控制部2所具有的PWM脉冲生成部22的说明图,PWM脉冲生成部22具备载波生成部221和载波电压指令比较部222。

[0041] 控制部2的向量控制部21根据来自用于检测流过交流电动机1的电流的电流检测部4的信息和来自用于检测交流电动机1的旋转位置的位置传感器5的信息5A,运算调制率指令值(电压指令值)21A。

[0042] 由PWM脉冲生成部22基于运算出的调制率指令值21A来生成PWM脉冲22A,逆变器3基于所生成的PWM脉冲22A,进行从直流电力向交流电力的电力变换,并向交流电动机1供给交流电力。

[0043] 在PWM脉冲生成部22中,如图2所示,通过载波生成部221生成三角波等载波,通过比较部222将所生成的载波与调制率指令值21A进行比较,生成PWM脉冲22A。

[0044] 作为通过PWM脉冲来控制交流电动机1的方式之一,可举出同步PWM控制方式。控制部2对交流电动机1进行同步PWM控制。

[0045] 图3表示与本发明不同的比较例中的同步PWM控制时的载波和调制率指令值的概略图。如图3所示,在同步PWM控制方式中,成为如下方式:根据交流电动机的转速来变更PWM载波的周期,由此将旋转一周中包含的PWM载波的数量固定。

[0046] 例如,在图3所示的例子中,示出如下结构:在交流调制率指令旋转一周的半周期($0^\circ \sim 180^\circ$)中,分别包含4.5周期的载波的上行(波峰)和下行(波谷),在交流调制率指令旋转一周($0^\circ \sim 360^\circ$)中,分别包含9个周期的载波的上行(波峰)和下行(波谷),共计18个周期。

[0047] 另外,一般将PWM载波的周期设定为一定间隔,在图3所示的例子结构中被称为同步9脉冲控制。

[0048] 这样,通过设为同步PWM控制方式,可举出保持波形的对称性,不产生偶数次的高次谐波等优点。另一方面,由于固定PWM载波的数量,因此成为大量产生载波的1阶分量的边带波(在图3所示的例子结构中为6阶、12阶分量)、2阶分量(在图3所示的例子结构中为18阶分量)的电压高次谐波分量的结构。

[0049] 另外,通过对交流电动机施加包含这样的高次谐波分量的电压,在电流中也由于这些高次谐波分量的影响而产生电流高次谐波分量。

[0050] 在本申请的实施例1中,在图3所示的例子那样的同步PWM控制时,为了抑制在交流电动机中产生的电流的高次谐波分量,周期性地变更同步PWM控制时的载波的周期。

[0051] 图4表示周期性地变更了本发明的实施例1的结构的同步PWM控制的载波的周期的同步9脉冲时的概略图。如图4所示,构成为对于载波的周期,将短周期S和长周期L重复2次。

[0052] 具体而言,将同步PWM的波峰波谷的数量设为P(图4的情况下 $P=9$),将载波的周期的顺序设为n,将载波的周期设定为以下述式(1)所示的6阶周期进行变化。

[0053] [数学式1]

$$[0054] \quad \Delta\theta_{PWM}(n) = \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot P} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot P} \cdot (n-1) - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots (1)$$

[0055] 在上述式(1)中,与正弦波函数进行乘法运算的C是相当于周期变更量的值。另外,

n是阶数。

[0056] 例如,当在同步9脉冲中设为 $C=0$ 而将各周期间的变化设为0时,如图3所示的较例那样,载波的周期固定为 $(2\pi/18)=20[\text{deg}]$ 。另外,当在同步9脉冲中使 $C>0$ 时,如下述的式(2)、(3)、(4)所示,如图4所示的本发明那样,重复 $n=1,2,3$ 。

[0057] [数学式2]

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(1) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 0 - \frac{\pi}{2}\right) \\ [0058] \quad &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 0 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(2) \end{aligned}$$

[0059] [数学式3]

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(2) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 1 - \frac{\pi}{2}\right) \\ [0060] \quad &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 1 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(3) \end{aligned}$$

[0061] [数学式4]

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{PWM}(3) &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(6 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{18} \cdot 2 - \frac{\pi}{2}\right) \\ [0062] \quad &= \frac{2 \cdot \pi}{18} + C \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot 2 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots(4) \end{aligned}$$

[0063] 通过使用上述式(1)来变更同步PWM的波峰波谷的数量P,也能够同样地设定例如同步15脉冲时的周期变化。

[0064] 图5表示向量控制时的dq正交坐标与电压和电流的概略。

[0065] 在图5中,在交流电动机中,将dq正交坐标设定为d轴为磁体轴方向,q轴与磁体轴方向正交的坐标。在向量控制中,使用这样的dq正交坐标来进行电压电流的控制。

[0066] 图6A及图6B表示载波的周期恒定的情况和本申请的周期性地变更了周期的情况下的输出电压的高次谐波分量。图6A是周期恒定的情况的图,图6B是一实施例的周期性地变更了载波的周期的情况的图。

[0067] 图6A和图6B的横轴是阶数,纵轴是振幅。图6A和图6B的实线的分量是上述的d轴(磁体轴方向)分量,虚线表示上述的q轴(磁体轴正交方向)分量。

[0068] 在图6A的周期恒定的同步PWM控制的情况下,振幅最大的分量是q轴分量(虚线)的2阶分量。另外,d轴分量(实线)作为1阶分量、3阶分量的边带波分量在2阶分量的左右产生。

[0069] 在此,如图6B所示,通过周期性地变更周期,能够得到高次谐波分量变化的结果。在图6B中,能够确认d轴分量(实线)分量的1阶分量、3阶分量的边带波分量减少。另外,能够确认q轴分量(虚线)的2阶分量前后的分量增加。换言之,通过周期性地变更载波的周期,成为使d轴高次谐波分量向q轴高次谐波分量移位的电压高次谐波分量结构。

[0070] 在此,在交流电动机中施加包含图6A或图6B所示的高次谐波分量的电压,产生由

电压高次谐波分量引起的电流高次谐波分量。关于d轴分量(磁体轴方向)和q轴(磁体轴正交分量),与高次谐波分量有关的电压和电流成为下述式(5)和式(6)那样的关系。

[0071] 在式(5)中, $i_{dh}(n)$ 是d轴电流, $v_{dh}(n)$ 是d轴电压, L_{dh} 是d轴电感。另外,在式(6)中, $i_{qh}(n)$ 是q轴电流, $v_{qh}(n)$ 是q轴电压, L_{qh} 是q轴电感。

[0072] [数学式5]

$$[0073] \quad i_{dh}(n) = \frac{v_{dh}(n)}{n \cdot \omega \cdot L_{dh}} \quad \dots (5)$$

[0074] [数学式6]

$$[0075] \quad i_{qh}(n) = \frac{v_{qh}(n)}{n \cdot \omega \cdot L_{qh}} \quad \dots (6)$$

[0076] 上述式(5)及(6)表示在电动机中产生的高次谐波电流成为除以与高次谐波电压的阶数对应的频率和电感而得到的值。

[0077] 在此,在成为车载设备的动力源的主机马达中,多使用埋入型永磁同步电动机。在这样的埋入型永磁同步电动机中,成为与上述式(5)所示的d轴电感相比,上述式(6)所示的q轴电感大的凸极比大的马达($L_{dh} < L_{qh}$)。换言之,成为在施加了相同振幅的电压高次谐波的情况下,q轴电流高次谐波分量比d轴电流高次谐波分量小的特性的电动机。

[0078] 在此,在图7A以及图7B中表示了在对这样的埋入型永磁同步电动机施加了图6A以及图6B所示的电压高次谐波分量时产生的电流高次谐波分量。

[0079] 图7A是周期恒定的情况下的图,图7B是一个实施例的周期性地变更了载波的周期的情况下的图。在图7A和图7B中,横轴是阶数,纵轴是振幅。实线的分量是d轴(磁体轴方向)分量,虚线表示q轴(磁体轴正交方向)分量。

[0080] 在周期恒定的图7A的情况下,在图6A的电压高次谐波分量中q轴分量的2阶分量成为最大的电压振幅,但在埋入型永磁同步电动机中q轴电感大,因此在图7A的电流高次谐波分量中q轴2阶分量的电流振幅成为小的值,d轴的1阶分量的边带波的电流高次谐波振幅成为最大值。

[0081] 在此,在实施例1的结构,即周期性地变更载波的周期的结构中,如图6B所示,成为使电压高次谐波分量从d轴分量向q轴分量移位的结构。因此,在对埋入型永磁同步电动机施加了一实施例的电压时,如图7B所示的电流高次谐波分量那样,d轴电流高次谐波分量减少。

[0082] 另外,关于q轴电流高次谐波分量,由于q轴电感大,因此增加幅度小,成为作为电流高次谐波分量微增的结果。换言之,当综合dq轴时,能够抑制整体的电流高次谐波分量。

[0083] 如上所述,通过周期性地变更PWM载波,使得PWM脉冲中包含的交流电动机的dq正交坐标中的高次谐波分量集中在电感大的轴侧,能够抑制流过交流电动机的电流高次谐波分量。

[0084] 另外,通过抑制电流高次谐波分量,能够降低在交流电动机中产生的损耗。

[0085] 在此,图8表示在横轴绘制上述式(1)的周期变更量C,在纵轴绘制电流高次谐波分量的均方根(RMS值)的概略图。

[0086] 通过增大上述式(1)的周期变更量C,如上所述,能够使d轴电压高次谐波分量向q

轴电压高次谐波分量偏移,在埋入型永磁同步电动机中能够抑制电流高次谐波分量。

[0087] 由此,如图8所示,能够抑制电流高次谐波分量。然而,如图8所示,当增大周期变更量时,脉冲波形的失真变大,能够确认电流高次谐波增加的趋势。换言之,相对于周期变更量,电流高次谐波RMS值成为具有最小点(图8的圆圈所示)的向下凸的函数。

[0088] 因此,在周期性地变更载波的周期时,通过载波生成部221将以6阶周期变化的周期变更量C设定为电流高次谐波的RMS值最小的点,能够在抑制了电流高次谐波分量的状态下驱动交流电动机。

[0089] 另外,通过将图8的纵轴设为由电流高次谐波分量产生的交流电动机的损耗,能够设定损耗最小的周期变更量C。即,载波生成部221将以6阶周期变化的周期变更量设定为由电流高次谐波分量产生的交流电动机的损耗最小的周期变更量。

[0090] 由此,能够在抑制了由于电流高次谐波分量而在交流电动机中产生的损耗的状态下进行驱动。

[0091] 在同步PWM控制中,在载波的周期以下无法使脉冲变化,因此一般将载波的周期设定为控制周期。

[0092] 在此,在将周期变更量C设定得大时,载波的周期的变化量变大,产生周期长的区间。换言之,由于产生控制周期长的区域,因此需要降低控制响应。

[0093] 因此,在要求高速的控制响应的情况下等,载波生成部221通过设定比使电流高次谐波分量或交流电动机1的损耗最小化的周期变更量C小的值来进行驱动,能够使周期间变化和控制响应降低的抑制与电流高次谐波分量或损耗的抑制得以平衡来进行驱动。

[0094] 如上所述,根据本发明的实施例1,构成为以预定的间隔变更载波的周期,使得PWM脉冲中包含的交流电动机的dq正交坐标中的高次谐波分量集中在电感大的轴侧,因此能够实现可降低交流电动机中产生的损耗的交流电动机控制装置10。

[0095] (实施例2)

[0096] 接着,对本发明的实施例2进行说明。

[0097] 实施例2是将本发明应用于对电动汽车的交流电动机进行控制的交流电动机控制装置时的例子。

[0098] 在实施例2的说明中,对于与实施例1共同的部分省略图示及说明。

[0099] 如图9所示,通过将上述的应用了控制部2的交流电动机1作为车载电动机主机101应用于电动汽车100,能够提供一种降低了电流高次谐波分量以及交流电动机损耗的高效率的电动汽车100。

[0100] 在面向电动汽车应用的车载电动机主机101中,当在极低温下起动时,由于电动机的旋转部等的冻结,因此有时进行预热运转等。在这样的预热运转时,优选从电动机产生的损耗大。

[0101] 因此,如图10所示,在PWM脉冲生成部23(PWM脉冲生成部2的变形例)中,构成为通过载波切换部233,根据交流电动机温度信息1A切换由载波生成部231(生成恒定周期的载波)和载波生成部232(变更载波的周期)生成的载波。交流电动机温度信息1A能够从检测交流电动机1的温度的温度传感器(未图示)输出到载波切换部233。

[0102] 通过设为这样的结构,能够在交流电动机温度信息1A为一定值以下时,选择恒定周期的载波生成部231侧的载波,在交流电动机温度信息1A为一定值以上时,选择周期性变

更的233侧的载波,能够在预热运转时增大从交流电动机1产生的损耗。能够将载波生成部231定义为周期恒定载波生成部。

[0103] 在另外设置了用于使交流电动机1的温度上升的加热器的情况下,通过将PWM脉冲生成部23设为上述那样的结构,也能够更早地开始预热运转。

[0104] 根据实施例2,除了能够得到与实施例1同样的效果之外,如上所述,还具有能够更早地开始预热运转的效果。

[0105] 此外,上述的例子对q轴电感大于d轴电感的例子进行了说明,但也能够应用于d轴电感大于q轴电感的例子。在该情况下,构成为以预定的间隔变更PWM载波的周期,使得高次谐波分量集中于电感大的d轴侧。

[0106] 附图标记的说明

[0107] 1·····交流电动机、2·····控制部、3·····逆变器、4·····电流检测部、5·····位置传感器、10·····交流电动机控制装置、21·····向量控制部、21A·····调制率指令值(电压指令值)、22·····PWM脉冲生成部、23·····PWM脉冲生成部的变形例、100·····电动汽车、101·····车载电动机主机、221·····载波生成部、222·····载波电压指令比较部、231·····载波生成部(周期恒定载波生成部)、232·····载波生成部(周期)、233·····载波切换部。

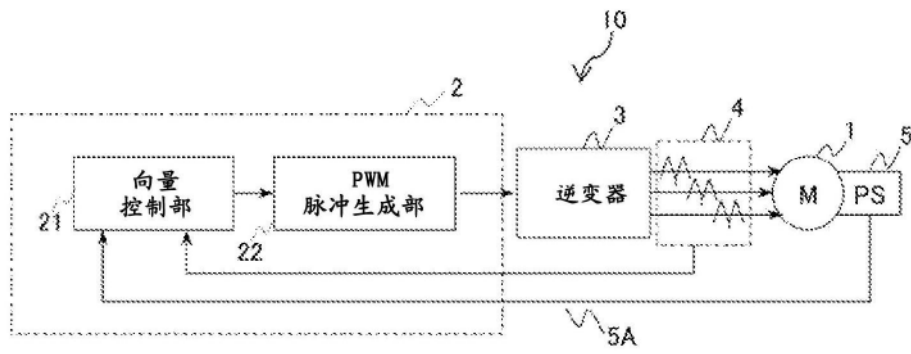


图1

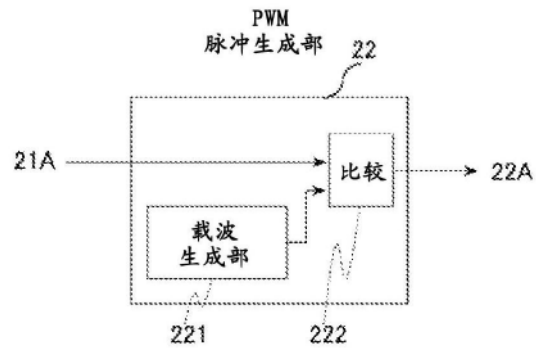


图2

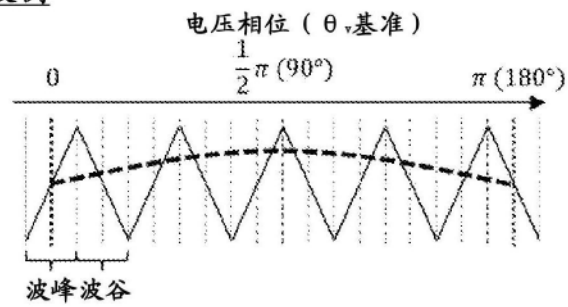
比较例

图3

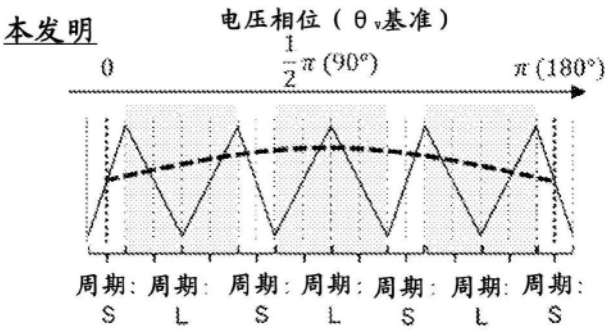


图4

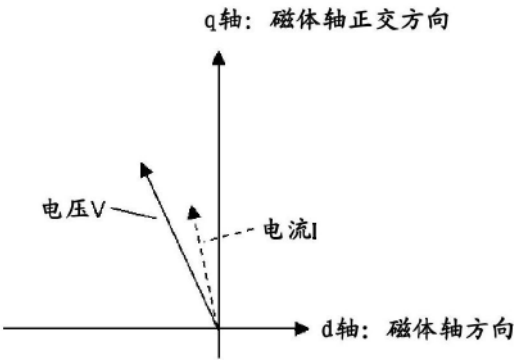


图5

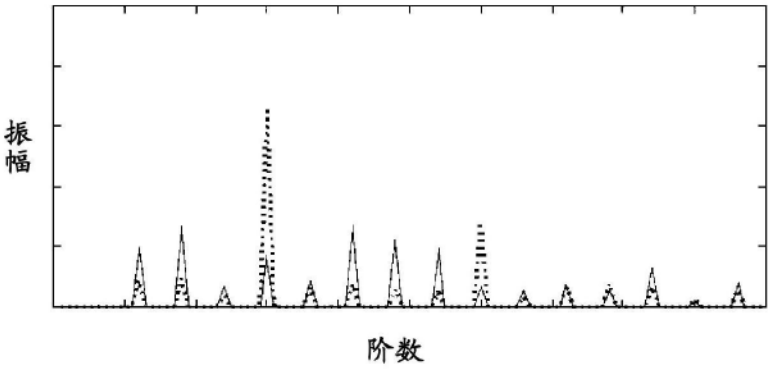


图6A

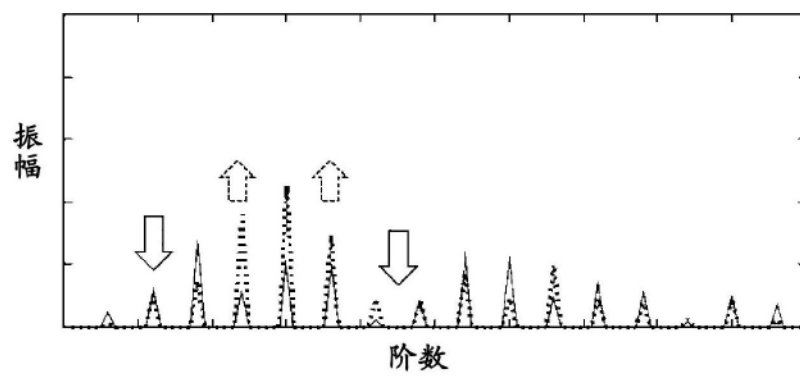


图6B

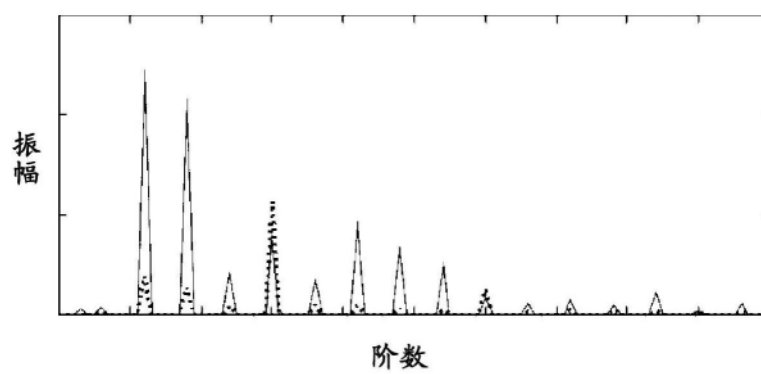


图7A

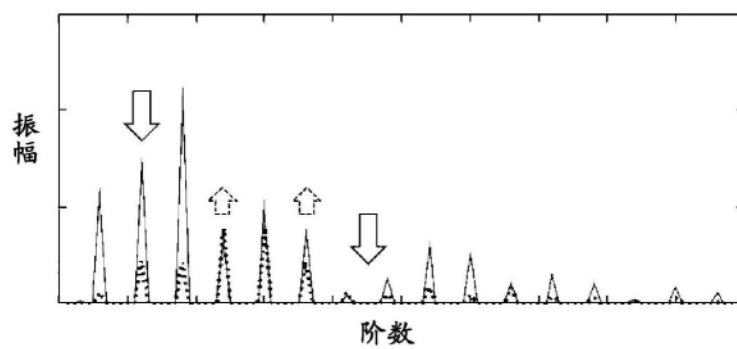


图7B

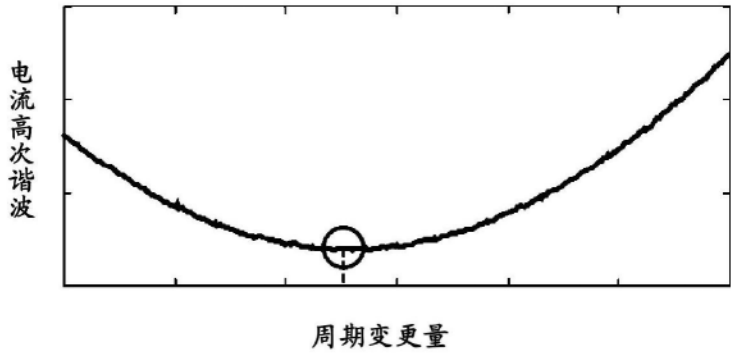


图8

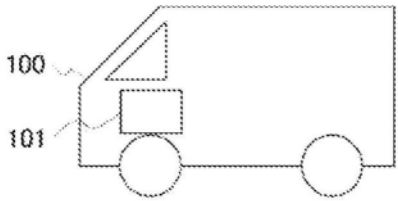


图9

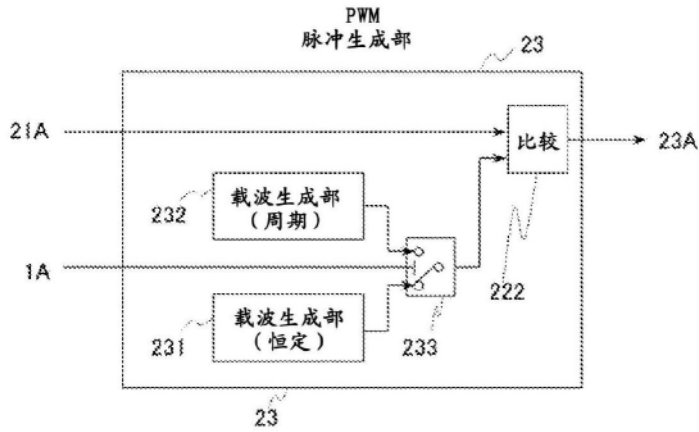


图10