



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103843246 B

(45)授权公告日 2017.06.20

(21)申请号 201280048245.0

(22)申请日 2012.11.08

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103843246 A

(43)申请公布日 2014.06.04

(30)优先权数据

2011-246652 2011.11.10 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2014.03.31

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2012/079030 2012.11.08

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/069747 JA 2013.05.16

(73)专利权人 三菱重工汽车空调系统株式会社

地址 日本爱知县

(72)发明人 相场谦一 渡边恭平 鹰繁贵之

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

代理人 高培培 车文

(51)Int.Cl.

B60L 11/18(2006.01)

B60L 15/00(2006.01)

B60L 15/02(2006.01)

B60L 15/08(2006.01)

B60L 15/20(2006.01)

H02P 23/26(2016.01)

(56)对比文件

JP 特开2005-27390 A,2005.01.27,

JP 特开2003-18878 A,2003.01.17,

JP 特开平4-325894 A,1992.11.16,

JP 特开2007-28891 A,2007.02.01,

JP 特开2011-211832 A,2011.10.20,

CN 102349228 A,2012.02.08,

审查员 曹杨

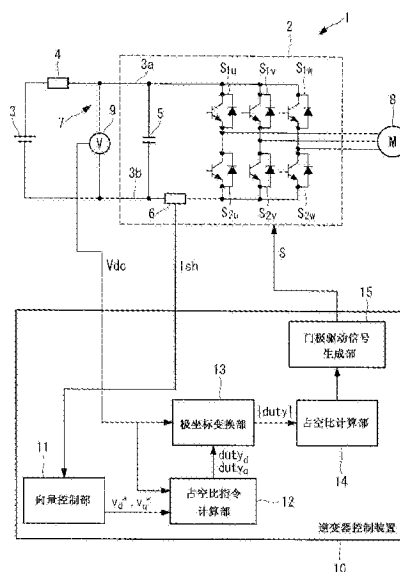
权利要求书1页 说明书8页 附图19页

(54)发明名称

电动机驱动装置

(57)摘要

在从直流电源接受电力供给的电动机驱动装置中,以在单脉冲控制的执行中抑制向直流电源流动的电流中包含的脉动为目的。电动机驱动装置(1)具备逆变器控制装置(10),该逆变器控制装置(10)具有在电角1个周期期间将正负单脉冲的矩形波电压作为门极驱动信号对与各相对应的开关元件施加的单脉冲控制模式。逆变器控制装置(10)在执行单脉冲控制模式的情况下,在矩形波电压的上升沿时及下降沿时,以规定的相位角宽度使占空比逐渐增加或减少。



1. 一种电动机驱动装置, 其中,

具备:

逆变器, 将从直流电源经由直流母线输入的直流电力转换成三相交流电力而向电动机输出;

逆变器控制单元, 具有在电角1个周期期间将正负单脉冲的矩形波电压作为门极驱动信号而对与各相对应的开关元件施加的单脉冲控制模式,

所述逆变器控制单元在 $|duty|$ 为规定的阈值以上的情况下, 执行在所述矩形波电压的上升沿时及下降沿时、以规定的相位角宽度使占空比逐渐增加或减少的单脉冲控制模式,

所述规定的相位角宽度被设定为20deg以上,

所述 $|duty|$ 由以下的式(1)来表示, 在以下的式(1)中, $duty_d$ 是d轴占空比, $duty_q$ 是q轴占空比,

式(1)

$$|duty| = \sqrt{duty_d^2 + duty_q^2}$$

所述规定的阈值被设定为预先以所述规定的相位角宽度进行所述单脉冲控制模式的情况下的电压利用率。

2. 根据权利要求1所述的电动机驱动装置, 其中,

所述规定的相位角宽度设定为使用最大电动机转速及最大电动机转矩而推定的功率因数角的最大值的2倍的值。

电动机驱动装置

技术领域

[0001] 本发明涉及电动机驱动装置,尤其是涉及将从直流电源供给的直流电力转换成交流电力而向电动机供给的电动机驱动装置。

背景技术

[0002] 以往,已知有通过整流器将来自交流电源的交流电力转换成直流电力,而且,通过逆变器将该直流电力转换成三相交流电力而向交流电动机供给的电动机驱动装置(例如,参照专利文献1)。

[0003] 另外,另一方面,已知有将直流电源与逆变器连接并将来自直流电源的直流电力转换成三相交流电力而向交流电动机供给的电动机驱动装置。这样的电动机驱动装置例如在对未搭载发动机的电动机动车等上搭载的车载空调机的压缩机电动机进行驱动时等被采用。

[0004] 另外,以往,作为提高逆变器的电压利用率的控制方法之一,已知有单脉冲控制。单脉冲控制是电角1个周期期间,对于与各相对应的开关元件施加正负单脉冲的矩形波电压作为门极驱动信号的控制方法(例如,参照专利文献2)。

[0005] 【在先技术文献】

[0006] 【专利文献】

[0007] 【专利文献1】日本特开平5-161364号公报

[0008] 【专利文献2】日本特开2005-137200号公报

发明内容

[0009] 【发明要解决的课题】

[0010] 然而,在进行专利文献2公开那样的单脉冲控制时,比较大的高次谐波电流会流过直流母线。然而,在从交流电源接受电力供给的电动机驱动装置中,需要进行整流,因此设有比较大的容量(通常为1,000 μ F级)的平滑电容器。高次谐波由该平滑电容器减少,向交流电源流动的电流所包含的脉动(脉流)不太大。

[0011] 然而,在从直流电源接受电力供给的电动机驱动装置中,不需要整流。因此,从成本减少及装置的小型化的目的出发,而采用相当小容量(通常为10 μ F至100 μ F级)的平滑电容器。因此,通过平滑电容器无法有效地减少因单脉冲控制而产生的高次谐波分量,从而向直流电源流动的电流包含比较大的脉动。并且,该脉动作为噪音而可能会给与直流电源连接的周边设备造成影响。

[0012] 本发明是在从直流电源接受电力供给的电动机驱动装置中,提供一种在单脉冲控制的执行中能够抑制向直流电源流动的电流所包含的脉动的电动机驱动装置。

[0013] 【用于解决课题的手段】

[0014] 本发明的第一方式涉及一种电动机驱动装置,具备:逆变器,将从直流电源经由直流母线输入的直流电力转换成三相交流电力而向电动机输出;逆变器控制单元,具有在电

角1个周期期间将正负单脉冲的矩形波电压作为门极驱动信号而对与各相对应的开关元件施加的单脉冲控制模式,所述逆变器控制单元在执行所述单脉冲控制模式的情况下,在所述矩形波电压的上升沿时及下降沿时,以规定的相位角宽度使占空比逐渐增加或减少。

[0015] 根据本方式,在电角1个周期期间,执行将正负单脉冲的矩形波电压作为门极驱动信号而对与各相对应的开关元件施加的单脉冲控制模式时,在矩形波电压的上升沿时及下降沿时以规定的相位角宽度使占空比逐渐增加或减少。因此,能够减少伴随着逆变器的开关元件的接通断开切换时而产生的电压的变动量。由此,能够减少向直流电源流动的电流包含的脉动。

[0016] 在上述电动机驱动装置中,优选的是,所述规定的相位角宽度根据功率因数角而设定。

[0017] 发明者们获得功率因数角与在直流母线中流动的电流包含的高次谐波分量相关的情况作为新的见解,根据功率因数角来设定规定的相位角宽度。由此,能够有效地减少向直流电源流动的电流包含的脉动。

[0018] 在上述电动机驱动装置中,优选的是,所述规定的相位角宽度设定为使用最大电动机转速及最大电动机转矩而推定的功率因数角的最大值的2倍以上的值。

[0019] 根据这样的结构,例如,使用最大电动机转速及最大电动机转矩通过模拟而预先推定功率因数角的最大值,将规定的相位角宽度设定为该功率因数角的最大值的2倍以上。如此,通过将规定的相位角宽度设定为功率因数角的最大值的2倍以上,即使在功率因数角最大的运转区域中也能够有效地减少向直流电源流动的电流包含的高次谐波分量(脉动)。换言之,在单脉冲控制中,在功率因数角的变化整个区域中能够减少向直流电源流动的电流中包含的高次谐波分量。

[0020] 【发明效果】

[0021] 根据本发明,在单脉冲控制的执行中,起到能够抑制向直流电源流动的电流中包含的脉动这样的效果。

附图说明

[0022] 图1是简要表示与直流电源连接的电动机驱动装置的通常的结构的电路图。

[0023] 图2是表示基于以往的单脉冲控制的门极驱动信号的占空比波形的图。

[0024] 图3是表示施加基于以往的单脉冲控制的门极驱动信号时的母线电流及直流电流的模拟结果的图。

[0025] 图4是表示图3所示的母线电流及直流电流的频率分析结果的图。

[0026] 图5是表示本发明的一实施方式的占空比波形的一例的图。

[0027] 图6是表示本发明的一实施方式的占空比波形的另一例的图。

[0028] 图7是例示了使门极驱动信号的占空比波形中的上升沿时的波形以20 [deg] 的相位角宽度而以一次函数方式增加的情况的图。

[0029] 图8是用于说明母线电流表示的本发明的一实施方式的电动机驱动装置的效果的图。

[0030] 图9是表示在超前功率因数的状态下,进行以往的单脉冲控制时的母线电流及直流电流的模拟结果的图。

[0031] 图10是表示在功率因数1的状态下,进行以往的单脉冲控制时的母线电流及直流电流的模拟结果的图。

[0032] 图11是表示在滞后功率因数的状态下,进行以往的单脉冲控制时的母线电流及直流电流的模拟结果的图。

[0033] 图12是示意性地表示在超前功率因数的状态下,进行以往的单脉冲控制时的U相、V相、W相电流(正负)与母线电流 I_{sh} 的关系的图。

[0034] 图13是示意性地表示在功率因数1的状态下,进行以往的单脉冲控制时的U相、V相、W相电流(正负)与母线电流 I_{sh} 的关系的图。

[0035] 图14是示意性地表示在滞后功率因数的状态下,进行以往的单脉冲控制时的U相、V相、W相电流(正负)与母线电流 I_{sh} 的关系的图。

[0036] 图15是表示电动机电压的大小与感应电压的大小之比为1:0.8,并使 α 的值分别变化为0、0.1、0.2、0.3时的重叠相位角与直流电流包含的脉动的关系的图。

[0037] 图16是表示电动机电压的大小与感应电压的大小之比为1:1,并使 α 的值分别变化为0、0.1、0.2、0.3时的重叠相位角与直流电流包含的脉动的关系的图。

[0038] 图17是表示电动机电压的大小与感应电压的大小之比为1:1.2,并使 α 的值分别变化为0、0.1、0.2、0.3时的重叠相位角与直流电流包含的脉动的关系的图。

[0039] 图18是用于说明图15至图17所示的模拟结果中的电动机电压、感应电压、角度 α 、电动机电流、及功率因数角的关系的图。

[0040] 图19是表示某功率因数角 ϕ 下的重叠相位角 $\theta\alpha$ 、脉动、及电压利用率的关系的图。

[0041] 图20是表示重叠相位角为10 [deg]时的U相、V相、W相的上支路的占空比波形、直流电流 I_{dc} 、母线电流 I_{sh} 、及电动机电流的模拟结果的图。

[0042] 图21是表示图20所示的直流电流 I_{dc} 及母线电流 I_{sh} 的频率分析结果的图。

[0043] 图22是表示重叠相位角为30 [deg]时的U相、V相、W相的上支路的占空比波形、直流电流 I_{dc} 、母线电流 I_{sh} 、及电动机电流的模拟结果的图。

[0044] 图23是表示图22所示的直流电流 I_{dc} 及母线电流 I_{sh} 的频率分析结果的图。

[0045] 图24是表示本发明的一实施方式的电动机驱动装置的简要结构的框图。

[0046] 图25是表示极坐标与d轴及q轴的关系的图。

具体实施方式

[0047] 以下,参照附图,说明本发明的一实施方式的电动机驱动装置。

[0048] 首先,在说明本实施方式的电动机驱动装置之前,说明为了研究在将直流电源与逆变器连接的直流母线产生的脉动而进行的模拟。

[0049] 图1是简要表示与直流电源连接的电动机驱动装置的通常的结构的电路图。在图1中,逆变器2通过P极及N极的直流母线3a、3b而与直流电源3连接。在P极的直流母线3a上连接有线圈4。在P极的直流母线3a与N极的直流母线3b之间连接有平滑电容器5。通过线圈4及平滑电容器5来形成低通滤波器7。

[0050] 逆变器2具备与各相对应设置的上支路的开关元件 S_{1u} 、 S_{1v} 、 S_{1w} 和下支路的开关元件 S_{2u} 、 S_{2v} 、 S_{2w} ,这些开关元件由未图示的逆变器控制装置控制,由此生成从直流电力向IPM电动机(Interior Permanent Magnet Motor)8供给的3相交流电力。

[0051] 在这样的电动机驱动装置中,以基于以往的单脉冲控制的矩形波电压为门极驱动信号而向逆变器2的各开关元件赋予,此时通过模拟而得到向N极的直流母线3b流动的电流。

[0052] 图2示出基于以往的单脉冲控制的门极驱动信号的占空比波形。在图2中,示出向U相、V相的上支路的开关元件赋予的门极驱动信号的接通占空比波形。关于未图示的W相的上支路,成为相对于V相的接通占空比波形而相位错开了 120° 的波形。而且,下支路以上支路的互补进行动作,因此上支路的接通占空比相当于下支路的断开占空比。

[0053] 另外,在本模拟中,以共振频率成为 9.589 [kHz] 的方式设定线圈4的电感和平滑电容器5的容量,并将电动机转速的指令值设定为低通滤波器7的共振频率 9.589 [kHz] 的 $1/72$ 倍即 133 [rps] 。

[0054] 图3是表示模拟结果的图。在图3中,占空比是成为向逆变器2的U相、V相、W相的上支路的开关元件赋予的门极驱动信号的基础的占空比波形,直流电流 I_{dc} 是在N极的直流母线3b中流过比与平滑电容器5连接的连接点Sa靠电源侧的位置的电流,母线电流 I_{sh} 是流过比连接点Sa靠逆变器侧的位置的电流,电动机电流是从逆变器2向IPM电动机8输出的各相电流。

[0055] 从图3可知直流电流 I_{dc} 及母线电流 I_{sh} 进行共振。为了对该共振状态进行分析,而进行高速傅立叶变换(Fast Fourier Transform)并进行了频率分析。

[0056] 图4(a)是图3所示的直流电流 I_{dc} 的频率分析结果,图4(b)是图3所示的母线电流 I_{sh} 的频率分析结果。从图4可知,在直流电流 I_{dc} 中,产生基本波频率 f_n 的 n 次高次谐波分量,而且,4次高次谐波分量表示特别大的值。在此,基本频率 f_n 如以下的(1)式那样。

[0057] $f_n = \text{转速} \times \text{极对数} \times a = 133\text{ [rps]} \times 3 \times 6 = 2.394\text{ [kHz]}$ (1)

[0058] 在上述(1)式中, a 是在电动机1个周期中使门极驱动信号变化的次数,在本实施方式中,每隔电角 60 [deg] 而使模式变化,因此 $a=6$ 。

[0059] 在此,通过分析而判明了基本频率 f_n 的4次高次谐波分量与低通滤波器7的共振频率 9.589 [kHz] 大体一致,通过与低通滤波器7共振而产生特别大的脉动分量的情况。

[0060] 根据上述那样的分析结果,为了减少直流电流 I_{dc} 及母线电流 I_{sh} 产生的高次谐波分量,在本实施方式的电动机驱动装置中,如图2所示,以往以阶梯函数方式赋予的门极驱动信号的占空比波形如图5所示在其上升沿及下降沿中,以规定的相位角宽度逐渐增加或减少。需要说明的是,在图5中,例示了在规定的相位角宽度下使占空比以1次函数的方式增加或减少时的波形,但是关于增加时及减少时的波形可以任意选定。例如图6所示,也可以形成为将正弦波的一部分切除那样的增加波形及减少波形。

[0061] 图7例示了使门极驱动信号的上升沿时的占空比波形以 20 [deg] 的相位角宽度而以一次函数方式增加的情况。在图7中,为了比较而用虚线表示了以往的单脉冲控制中的接通占空比波形。而且,在本实施方式中,将相位角宽度的 $1/2$ 定义为重叠相位角 θ_a 。

[0062] 如图5至图7示出一例那样,通过在占空比波形中具有重叠相位角 θ_a ,如图8(b)所示,能够使母线电流 I_{sh} 的波形变化,能够减少母线电流 I_{sh} 包含的高次谐波分量。

[0063] 图8(a)是示意性地表示将图2所示那样的以往的1阶梯控制中的矩形波电压向逆变器2赋予时的母线电流波形的图,图8(b)是示意性地表示如图5至图7所示那样具有重叠相位角 θ_a 时的母线电流波形的图。

[0064] 从图8(b)可知,以具有某一定的相位宽度而逐渐使占空比从0[%]变化为100[%],或者从100[%]变化为0[%],由此能够连续地切换2相间的电动机电流。由此,能够减少母线电流 I_{sh} 的高次谐波分量。而且,在使占空比逐渐变化的规定的相位宽度的期间,例如,以载流频率进行开关,由此能够使高次谐波的能量分散,作为其效果,也能够实现高次谐波的减少。

[0065] 接下来,发明者们进行了在具有何种程度的重叠相位角 θ_a 时,能够最有效地减少高次谐波的研究。在此,发明者们着眼于功率因数,研究了功率因数与重叠相位角 θ_a 的关系。

[0066] 首先,在以阶梯函数方式赋予占空比的以往的单脉冲控制中,变化为功率因数为1,超前功率因数(=0.94),滞后功率因数(=0.98)这3个模式,在各自的情况下,模拟了电动机端子电压(U相)、电动机电流(U相)、母线电流 I_{sh} 、直流电流 I_{dc} 。模拟结果如图9至图11所示。图9表示超前功率因数的情况,图10表示功率因数1的情况,图11表示滞后功率因数的情况。

[0067] 从图9~图11可知,在图10所示的功率因数1的情况下,直流电流 I_{dc} 包含的脉动小,但是在图9及图11所示的超前功率因数及滞后功率因数的情况下,在直流电流 I_{dc} 产生相对大的脉动。这是因为,在图9~图11中,从作为期间A而表示的波形也可知,当功率因数改变时,从电动机电流切出作为母线电流 I_{sh} 的相位(位置)改变,在逆变器2的相切换时产生大的电流变化。可知当母线电流 I_{sh} 的变化增大时,母线电流 I_{sh} 包含的高次谐波分量增加,直流电流 I_{dc} 的脉动也增大。

[0068] 图12~图14是示意性地表示图9~图11所示的各功率因数时的U相、V相、W相电流(正负)与母线电流 I_{sh} 的关系的图。图12表示超前功率因数的情况,图13表示功率因数1的情况,图14表示滞后功率因数的情况。从图12~图14可知,通过开关来切换母线电流 I_{sh} 的时机与相邻的相的负的电动机电流相等的时机之差大致成为功率因数角,若以该期间为重叠相位角 θ_a 而逐渐使占空比变化,则能够抑制母线电流 I_{sh} 的变动,能够期待高次谐波分量的减少。

[0069] 因此,关于使功率因数条件和重叠相位角 θ_a 变化时的脉动的变化进行了模拟。模拟结果如图15至图17所示。在此,在模拟时,无法直接控制功率因数角 Φ ,因此如图18所示,通过使电动机电压V的大小与感应电压E的大小的比率、及电动机电压V与感应电压E所成的角度 $\alpha \times \pi$ [rad] 的 α 的值变化,而间接地使功率因数角 Φ 变化。

[0070] 即,如图18所示,相对于感应电压E的方向,以 $\alpha \times \pi$ [rad] 的角度取得电动机电压V,将电动机电压V的向量与感应电压E的向量用直线连结。若忽视电阻分量,则与该直线正交且通过原点O的向量成为电流I的向量,由此,电动机电压V与电流I所成的角成为功率因数角 Φ 。图18例示了电动机电压V的大小与感应电压E的大小为1:1的情况。从图18可知,若使电动机电压V的大小和感应电压E的大小、或者电动机电压V与感应电压E所成的角 α 变化,则能使功率因数角 Φ 变化。

[0071] 图15是表示电动机电压V的向量的大小与感应电压E的向量的大小之比为1:0.8,并使 α 的值分别变化为0、0.1、0.2、0.3时的重叠相位角 θ_a 与直流电流 I_{dc} 包含的脉动的关系的图。同样地,图16表示电动机电压V的向量的大小与感应电压E的向量的大小之比为1:1时的重叠相位角 θ_a 与直流电流 I_{dc} 包含的脉动的关系,图17表示电动机电压V的向量的大小与

感应电压E的向量的大小之比为1:1.2时的重叠相位角 θ_a 与直流电流Idc包含的脉动的关系。

[0072] 在此,脉动(畸变电流)以全部的次数高次谐波为对象而通过以下的式子来计算。

[0073] 【数学式1】

[0074] 脉动 = $\sqrt{(\text{直流电流的有效值})^2 - (\text{直流电流的基本波分量的平均值})^2}$

[0075] 如图15~图17所示可知,对脉动的减少表现出效果的重叠相位角 θ_a 的值根据功率因数角 Φ 而不同,但是大致以10 [deg] 以上表现出脉动减少的效果。

[0076] 如此,根据图15~图17验证了,通过具有重叠相位角 θ_a ,而能够减少直流电流Idc包含的高次谐波分量的情况。

[0077] 接下来,分析了某功率因数角 Φ 下的重叠相位角 θ_a 、脉动、及电压利用率的关系。图19是表示了横轴为重叠相位角 [deg],纵轴为脉动及电压利用率的坐标图的图。如图19所示可知,重叠相位角 [deg] 越增大,电压利用率越下降,而且,在重叠相位角为约10 [deg] 以上的范围内,脉动电流能够有效地减少。

[0078] 另外,图20示出重叠相位角为10 [deg] 时的U相、V相、W相的上支路的占空比波形、直流电流Idc、母线电流Ish、及电动机电流。图21 (a) 示出图20所示的直流电流Idc的频率分析结果,图21 (b) 示出图20所示的母线电流Ish的频率分析结果。图22示出重叠相位角为30 [deg] 时的U相、V相、W相的上支路的占空比波形、直流电流Idc、母线电流Ish、及电动机电流。图23 (a) 示出图22所示的直流电流Idc的频率分析结果,图23 (b) 示出图22所示的母线电流Ish的频率分析结果。

[0079] 从图20~图23可知,在具有重叠相位角 θ_a 时,不仅是基本波分量fn的n次高次谐波分量,而且对于由载流频率fc得来的高次谐波而能量也分散,高次谐波分量减少。

[0080] 另外可知,对于在图4中明显表示的由低通滤波器7(参照图1)得来的基本波分量的4次高次谐波分量,在图21及图23中,也成为与其他的频率分量的信号电平同等程度。

[0081] 根据以上的分析结果验证了,在单脉冲控制中的占空比波形的上升及下降沿时,使用规定的相位角宽度,换言之,使用重叠相位角而逐渐使占空比变化,由此能够使直流电流Idc包含的高次谐波分量减少的情况。而且可知,关于该重叠相位角 θ_a ,优选根据功率因数角 Φ 进行设定。

[0082] 在本实施方式中,预先使用能够输出的最大电动机转速或最大电动机转矩等来求出电动机电流大的状态下的功率因数角的最大值,将该功率因数角的最大值设定作为重叠相位角 θ_a ,使用该重叠相位角 θ_a 而生成单脉冲控制中的占空比波形。

[0083] 首先,电动机驱动装置中的最大功率因数角 $\Phi_{\max}$ 例如通过以下的次序能够求出。

[0084] 首先,稳定状态下的IPM电动机的电压方程式通过以下的(2)式提供。

[0085] 【数学式2】

$$[0086] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -n\omega_m L_q \\ n\omega_m L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Lambda_d n\omega_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0087] 在上述(2)式中,R为绕组电阻[Ω],Ld为d轴电感[H],Lq为q轴电感[H], Λ_d 为感应电压系数[V/(rad/s)],n为极对数,vd为d轴电压[V],vq为q轴电压[V],id为d轴电流[A],iq

为q轴电流[A], ω_m 为转速[rad/s]。

[0088] 此时,电动机发生转矩 τ 由以下的(3)式表示。

$$[0089] \quad \tau = n \Lambda_d i_q + n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

[0090] 当假定以从逆变器能够输出的最大电压 V_{max} 动作的情况时,电动机电压由以下的(4)式表示。

$$[0091] \quad V_{max}^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4)$$

[0092] 在(4)式中, V_{max} 是逆变器输出电压最大值。

[0093] 最大负荷转矩 τ_{max} ,以最大转速 ω_{m_max} 动作时的电压 v_{d_max} 、 v_{q_max} 、电流 i_{d_max} 、 i_{q_max} 通过将上述(2)~(4)式联立求解而能够得到,根据这些电压 v_{d_max} 、 v_{q_max} 、电流 i_{d_max} 、 i_{q_max} ,最大功率因数角 ϕ_{max} 通过以下的(5)式能够求出。

$$[0094] \quad \phi_{max} = \tan^{-1} (v_{d_max} / v_{q_max}) - \tan^{-1} (i_{d_max} / i_{q_max}) \quad (5)$$

[0095] 接下来,说明本发明的一实施方式的电动机驱动装置的结构。

[0096] 图24是表示本实施方式的电动机驱动装置的简要结构的框图。在图24中,对于与图1所示的电动机驱动装置相同的结构,标注同一标号,省略说明。如图24所示,逆变器装置1具备用于检测向N极的直流母线3b流动的母线电流 I_{sh} 的电流传感器6及检测逆变器2的输入直流电压 V_{dc} 的电压传感器9。

[0097] 由电流传感器6检测到的直流电流 I_{sh} 及由电压传感器9检测到的输入直流电压 V_{dc} 向逆变器控制装置10输入。在此,作为电流传感器6的一例,可列举分流电阻。需要说明的是,在图24中,将电流传感器6设置在直流电源3的负极侧,但也可以设置在正极侧。

[0098] 逆变器控制装置10例如是MPU(Micro Processing Unit),具有存储介质,该存储介质存储有用于执行以下记载的各处理的程序且能够进行计算机读取,CPU通过将存储在该存储介质中的程序向RAM等的主存储装置读出并执行,而实现以下的各处理。作为计算功能能够读取的存储介质,可列举例如磁盘、光磁盘、半导体存储器等。

[0099] 逆变器控制装置10按相来生成与将IPM电动机8的转速从上位的控制装置(图示省略)赋予的电动机速度指令一致那样的门极驱动信号S,并将它们向与逆变器2的各相对应的开关元件赋予,由此来控制逆变器2,将所希望的3相交流电流向IPM电动机8供给。

[0100] 在图24中,示出将逆变器控制装置10具备的功能展开表示的功能块。逆变器控制装置10具备向量控制部11、占空比指令计算部12、极坐标变换部13、占空比计算部14、门极驱动信号生成部15作为主要的结构。

[0101] 向量控制部11基于公知的向量控制,算出d轴电压指令 v_d^* 、q轴电压指令 v_q^* ,并将它们的值向占空比指令计算部输出。

[0102] 占空比指令计算部12通过以下的(6)、(7)式,使用由电压传感器9检测到的输入直流电压 V_{dc} ,根据来自向量控制部11的电压指令 v_d^* 、 v_q^* ,分别算出d轴占空比 $duty_d$ 及q轴占空比 $duty_q$ 。

$$[0103] \quad duty_d = v_d^* / (V_{dc} / 2^{1/2}) \quad (6)$$

$$[0104] \quad duty_q = v_q^* / (V_{dc} / 2^{1/2}) \quad (7)$$

[0105] 极坐标变换部13通过以下的(8)式、(9)式,将上述d轴占空比 $duty_d$ 及q轴占空比 $duty_q$ 变换成极坐标(固定坐标)。在此,图25示出极坐标与d轴及q轴的关系。

[0106] 【数学式3】

$$[0107] \quad |duty| = \sqrt{duty_d^2 + duty_q^2} \quad (8)$$

$$[0108] \quad \theta_v = \theta - \tan^{-1}(duty_d/duty_q) \quad (9)$$

[0109] 占空比计算部14根据通过极坐标变换部13得到的极坐标的角度 θ_v 和长度 $|duty|$ 而算出各相的门极驱动信号S的占空比。具体而言,占空比计算部14根据由极坐标变换部13得到的 $|duty|$ 来决定调制模式。

[0110] 例如,若 $|duty|$ 小于1,则输出基于通常的正弦波PWM控制的PWM信号,在 $|duty|$ 小于1以上规定的阈值 M_x 时,输出基于PWM过调制控制的PWM信号,在 $|duty|$ 为 M_x 以上时,在本实施方式的单脉冲控制,即,占空比的上升沿时及下降沿时,生成以预先设定的相位角宽度($2 \times$ 重叠相位角 θ_a)而使占空比逐渐变化的占空比波形。

[0111] 在此,重叠相位角 θ_a 设定为预先使用上述(2)式~(5)式而算出的最大功率因数角 $\Phi_{\max}$,阈值 M_x 设定为重叠相位角 $\theta_a =$ 最大功率因数角 $\Phi_{\max}$ 而预先得到进行单脉冲控制时的电压利用率,并设定为该值。例如,在图19所示的例子中,在将重叠相位角 θ_a 设定为10[deg]时,电压利用率为约1.10,由此,阈值 M_x 设定为例如1.10。

[0112] 通过占空比计算部14而生成的占空比波形向门极驱动信号生成部15输出,基于该占空比波形而生成门极驱动信号S。需要说明的是,此时,在占空比逐渐变化的相位角宽度($2\theta_a$)的期间,例如设定为以载流频率进行开关。如此生成的门极驱动信号S向逆变器2的各开关元件赋予,基于该门极驱动信号S来控制接通断开。

[0113] 如以上说明那样,根据本实施方式的电动机驱动装置1,在 $|duty|$ 的值为预先设定的 M_x 以上的情况下,在单脉冲控制中的矩形波电压的上升及下降沿时,生成以规定的相位角宽度使占空比逐渐增加或减少那样的门极驱动信号S,向逆变器2的各开关元件赋予。由此,能够减少单脉冲控制中的母线电流 I_{sh} 及直流电流 I_{dc} 包含的脉动(高次谐波分量)。

[0114] 【标号说明】

[0115] 1 电动机驱动装置

[0116] 2 逆变器

[0117] 3 直流电源

[0118] 3a P极的直流母线

[0119] 3b N极的直流母线

[0120] 4 线圈

[0121] 5 平滑电容器

[0122] 7 低通滤波器

[0123] 8 IPM电动机

[0124] 10 逆变器控制装置

[0125] 11 向量控制部

[0126] 12 占空比指令计算部

[0127] 13 极坐标变换部

[0128] 14 占空比计算部

[0129] 15 门极驱动信号生成部

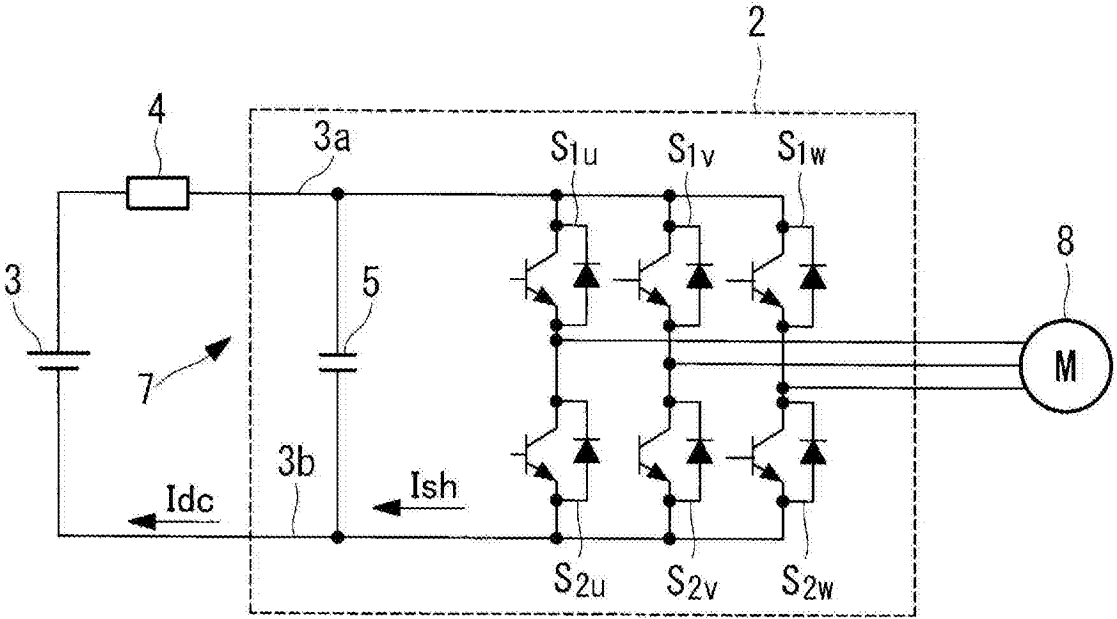


图1

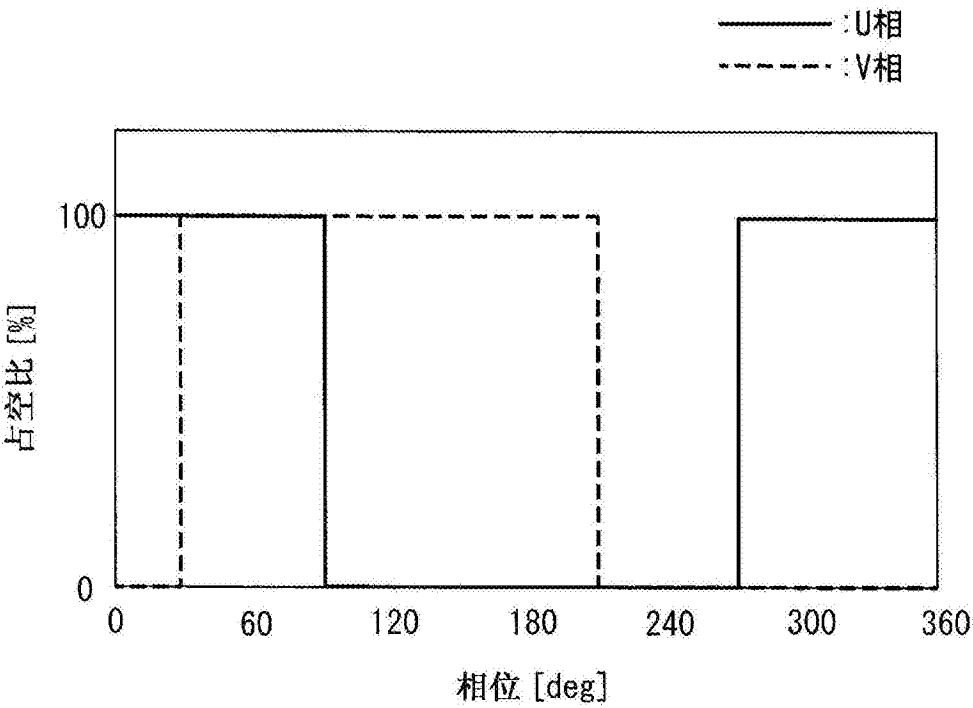


图2

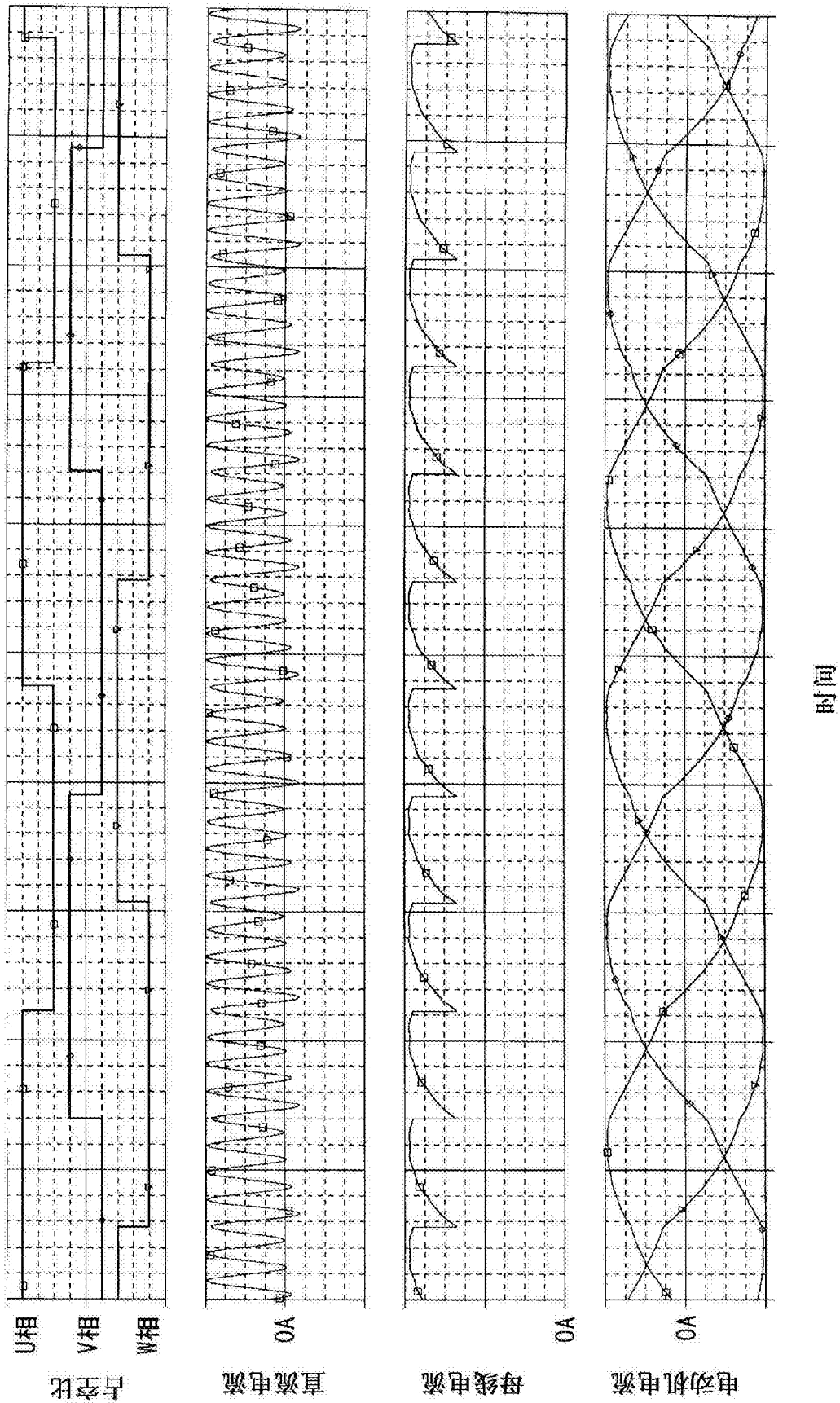


图3

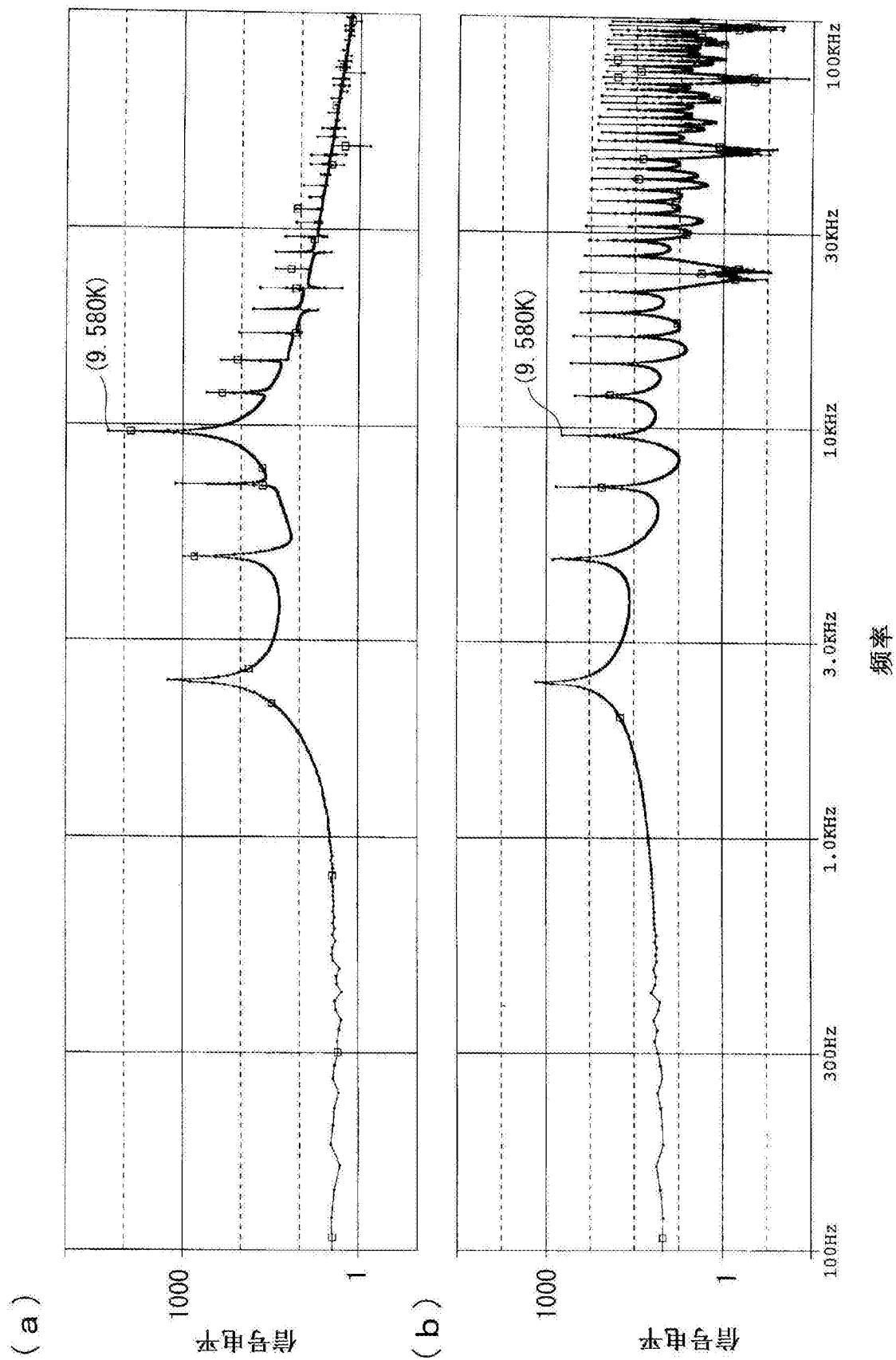


图4

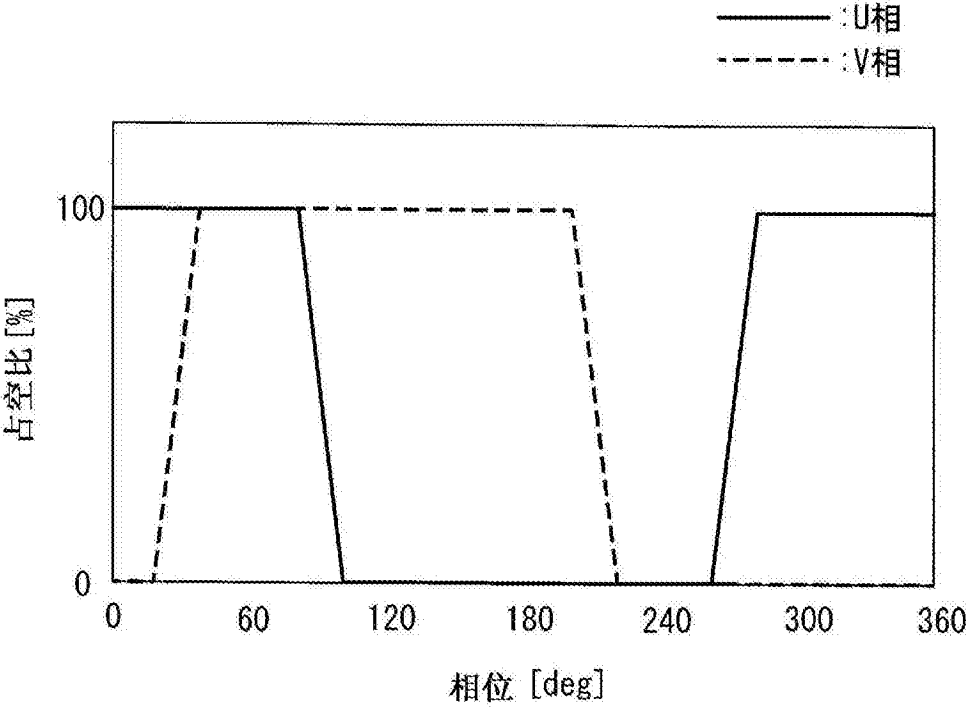


图5

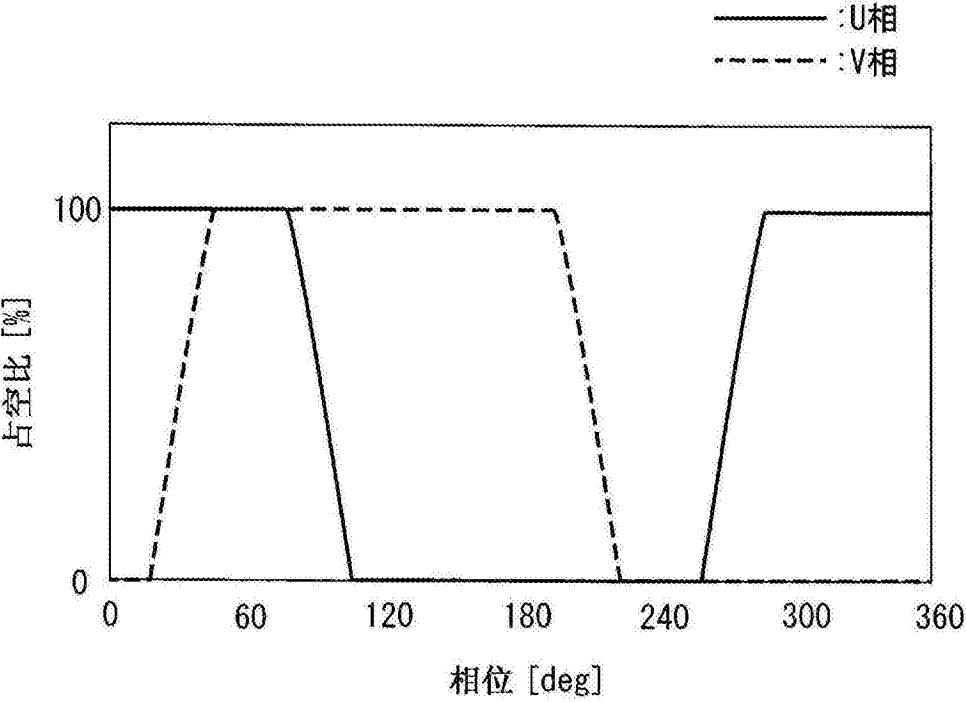


图6

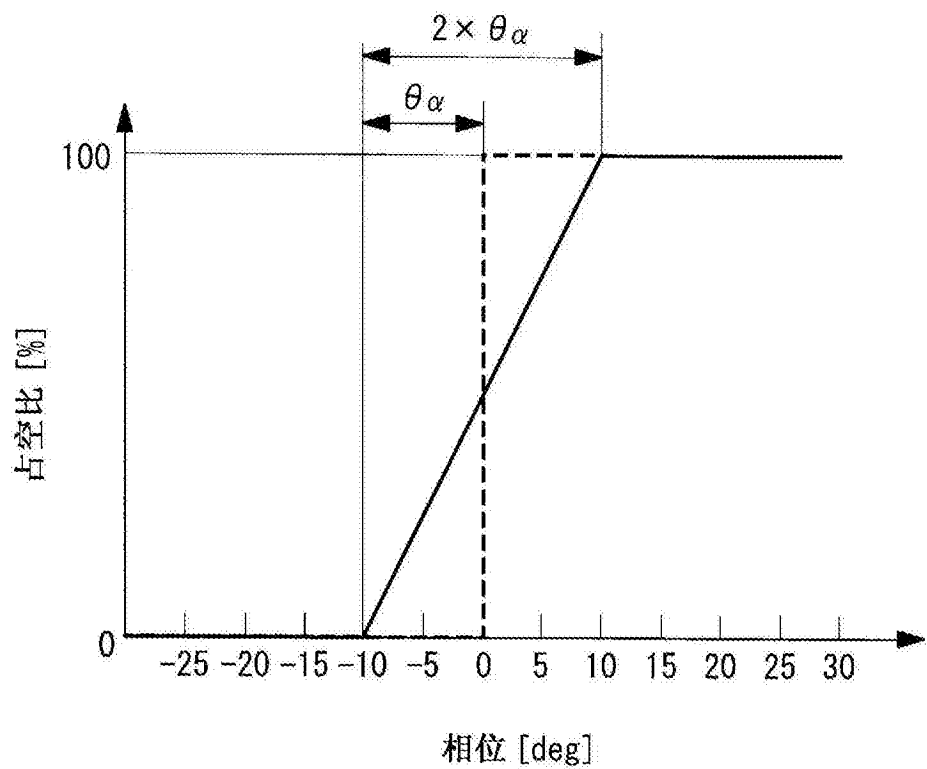


图7

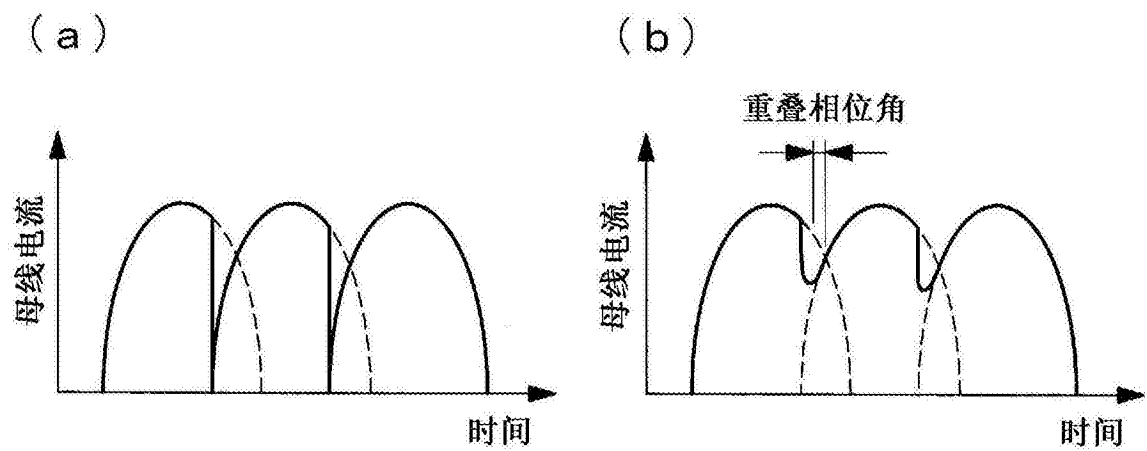


图8

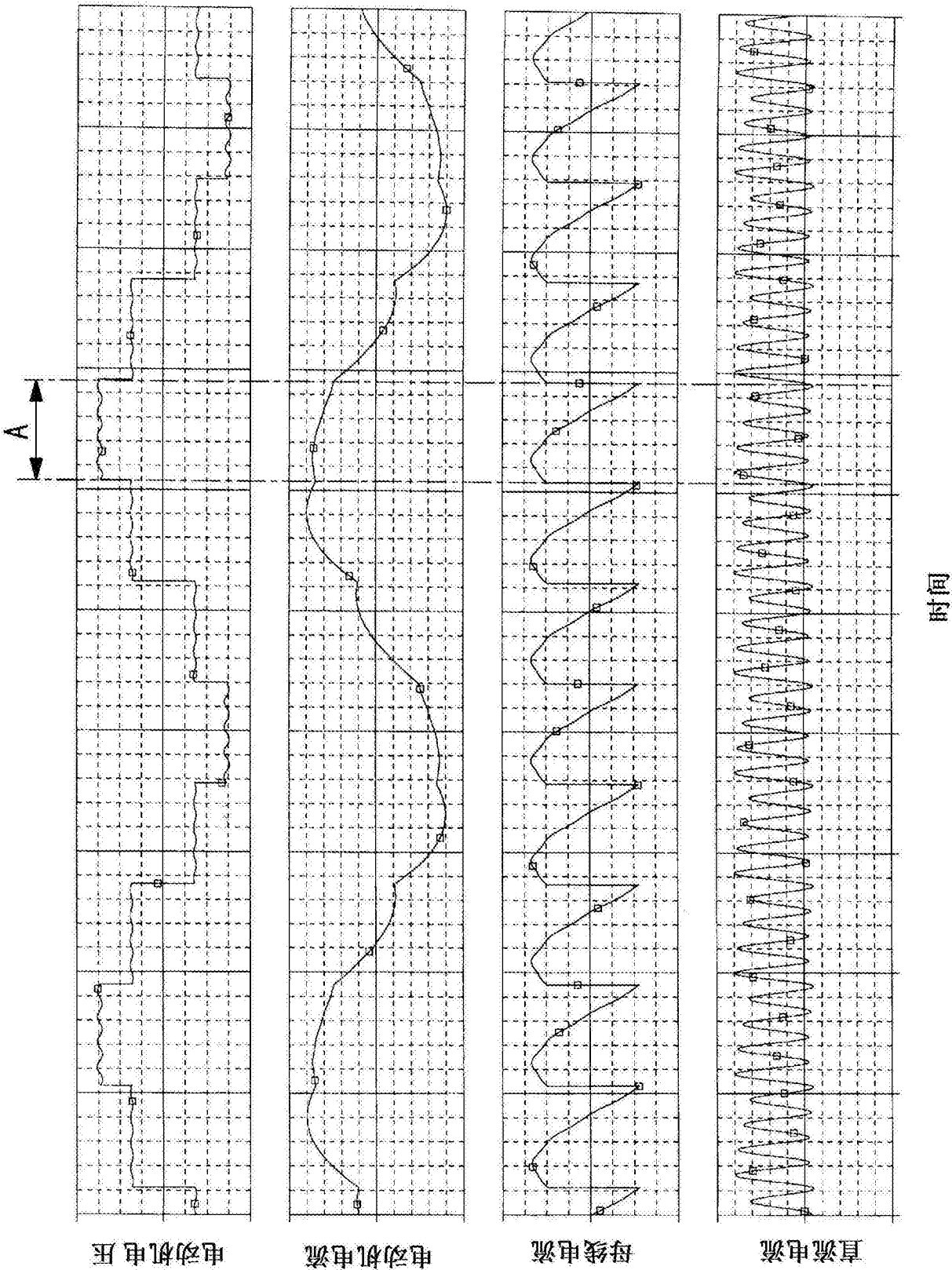


图9

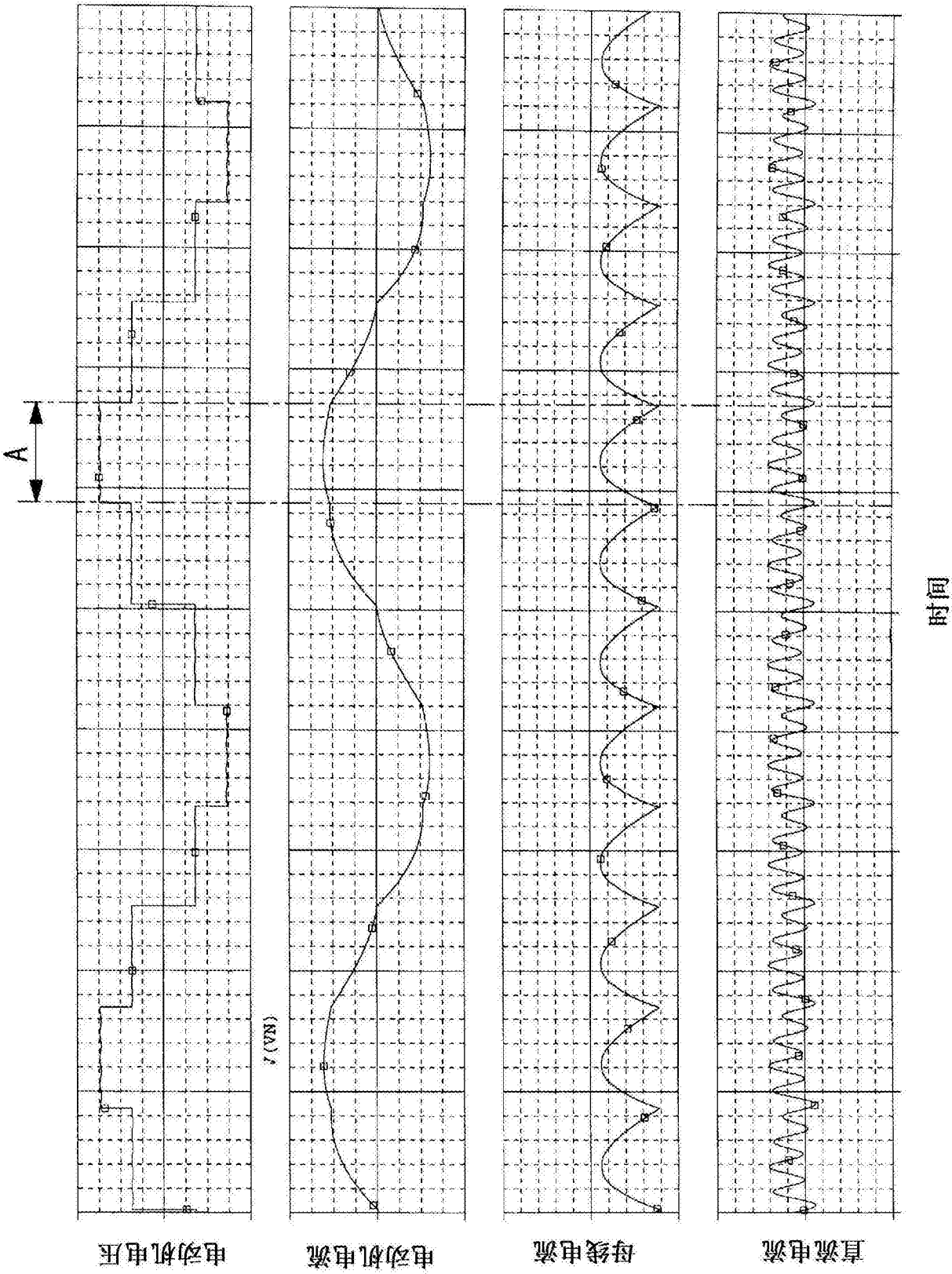


图10

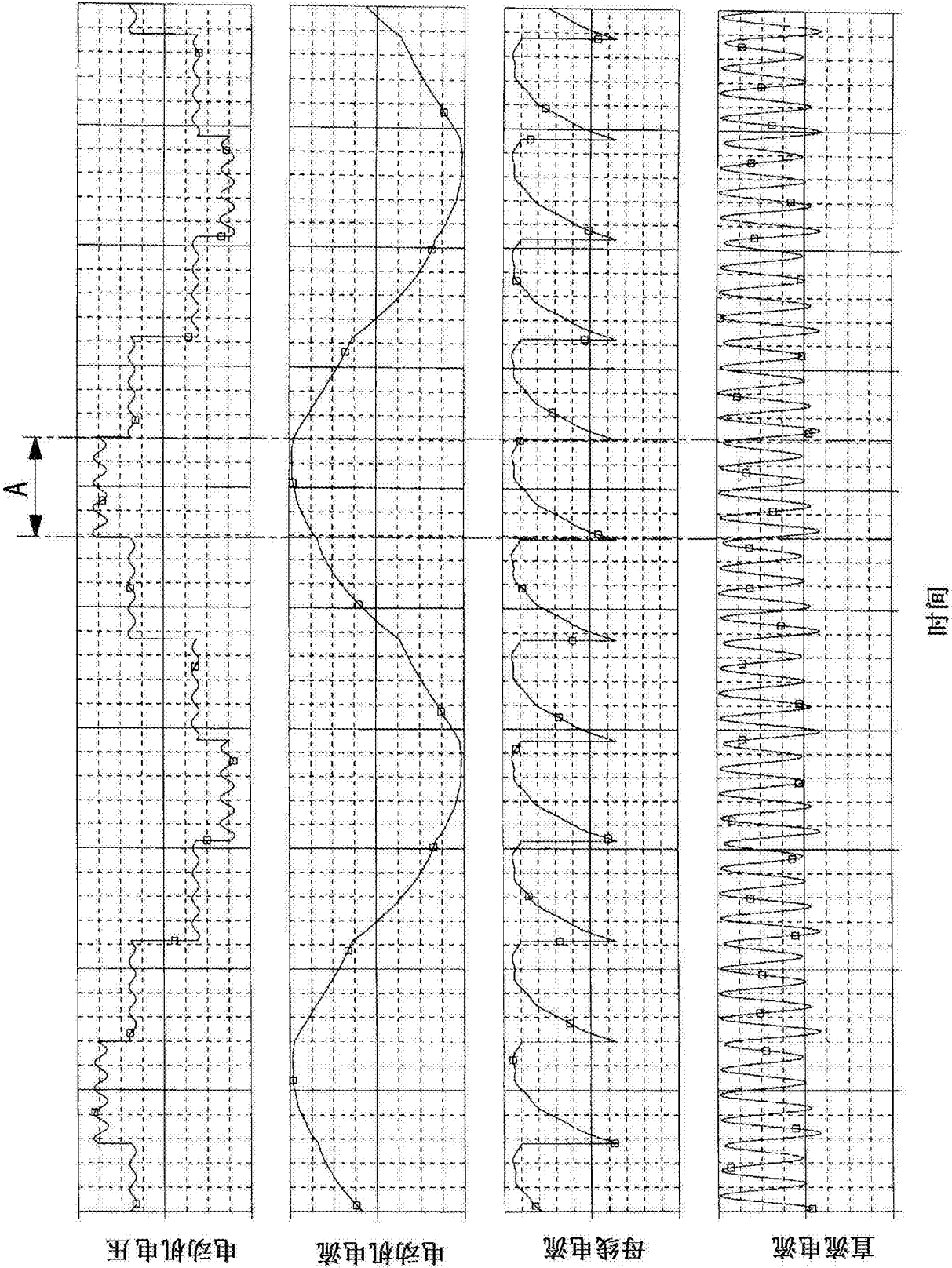


图11

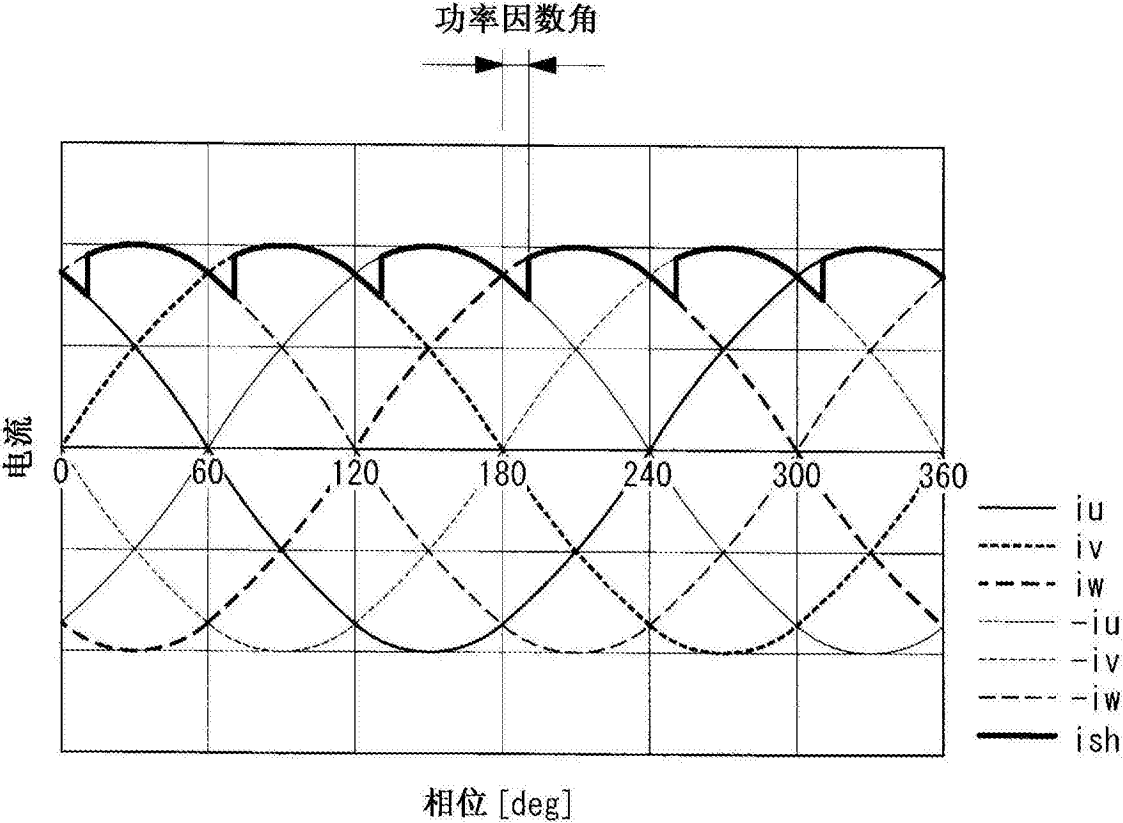


图12

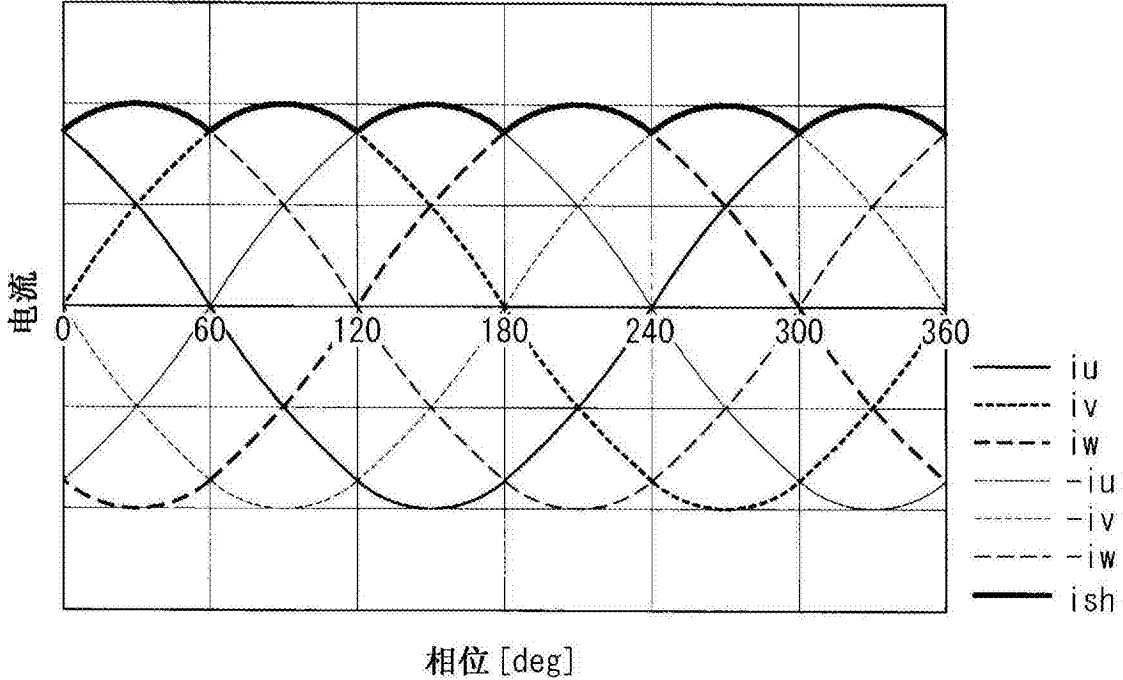


图13

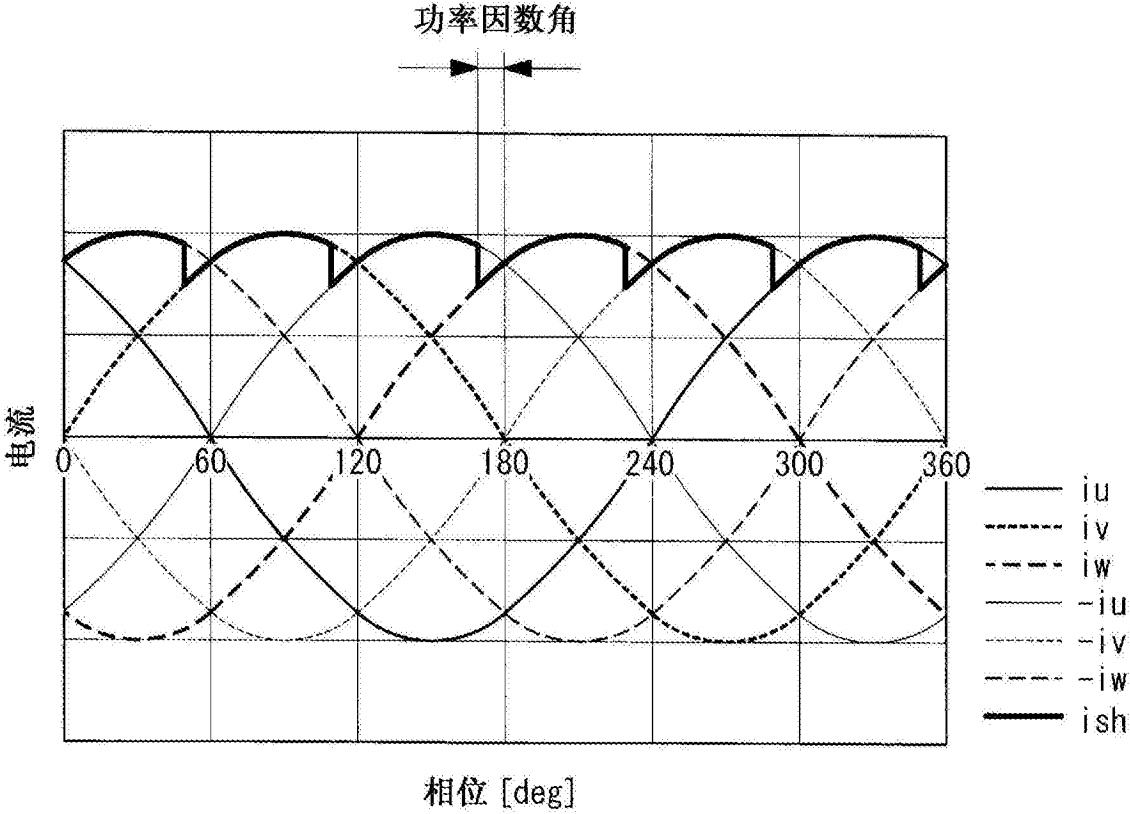


图14

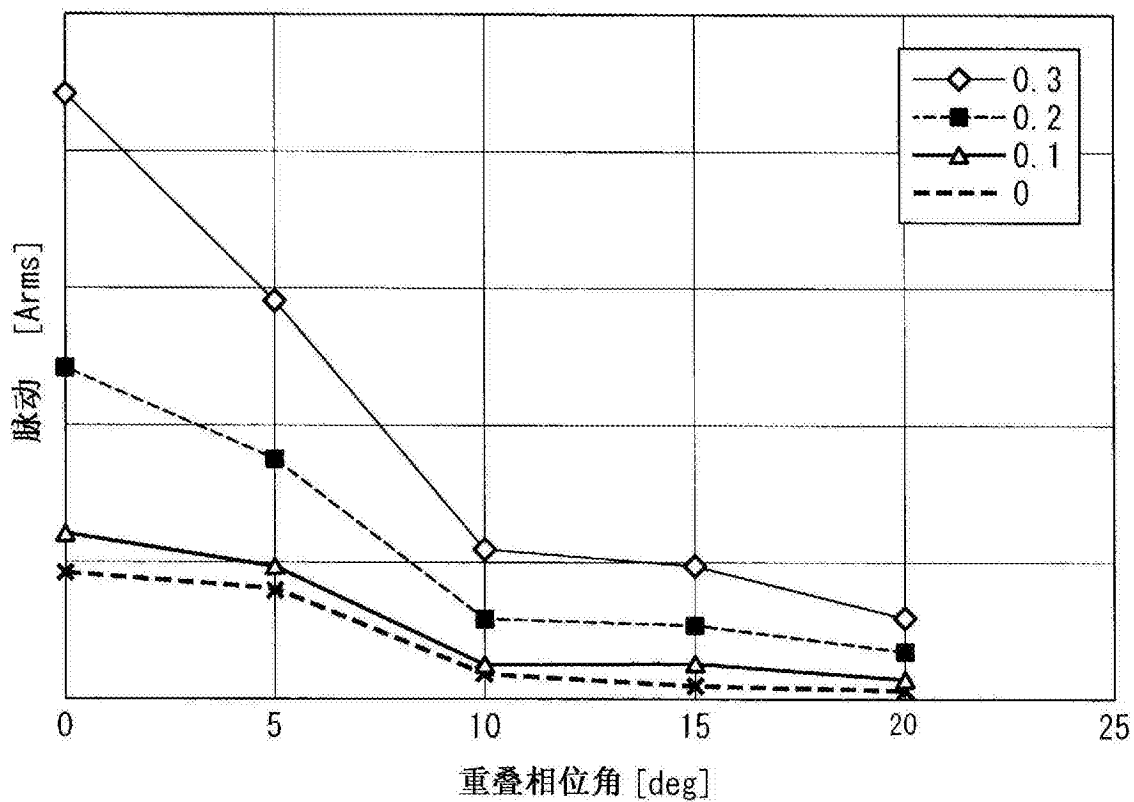


图15

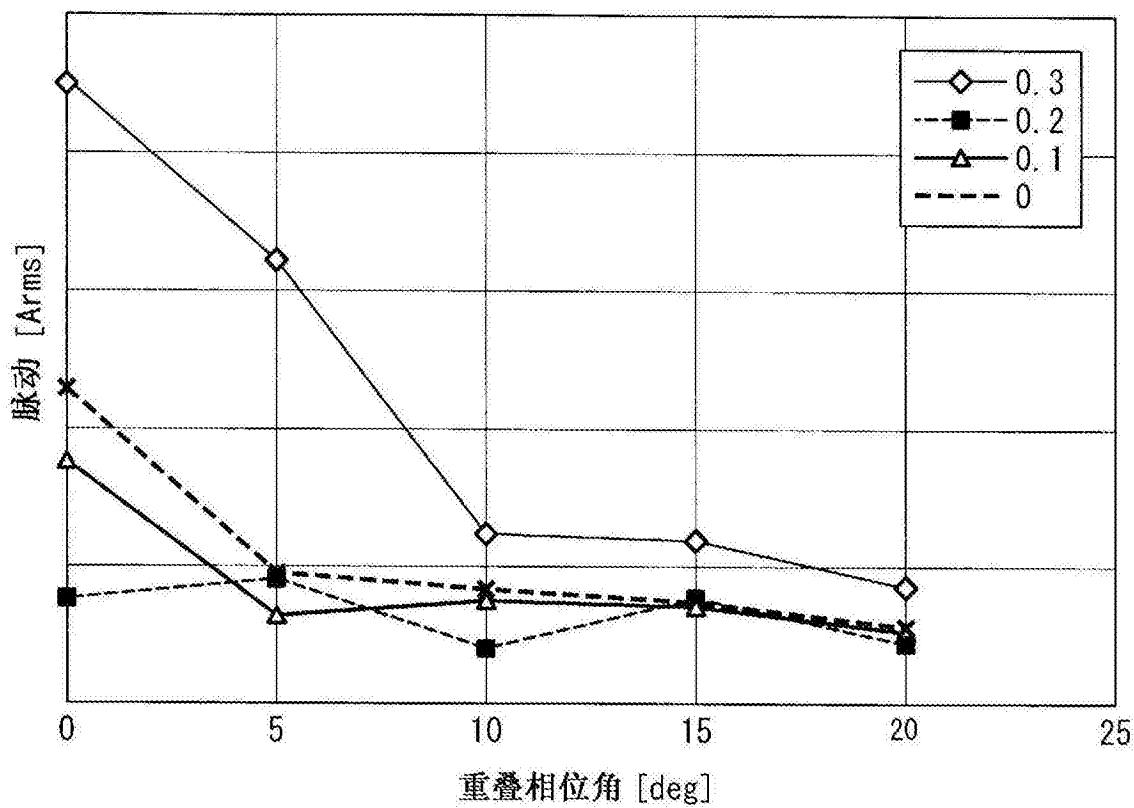


图16

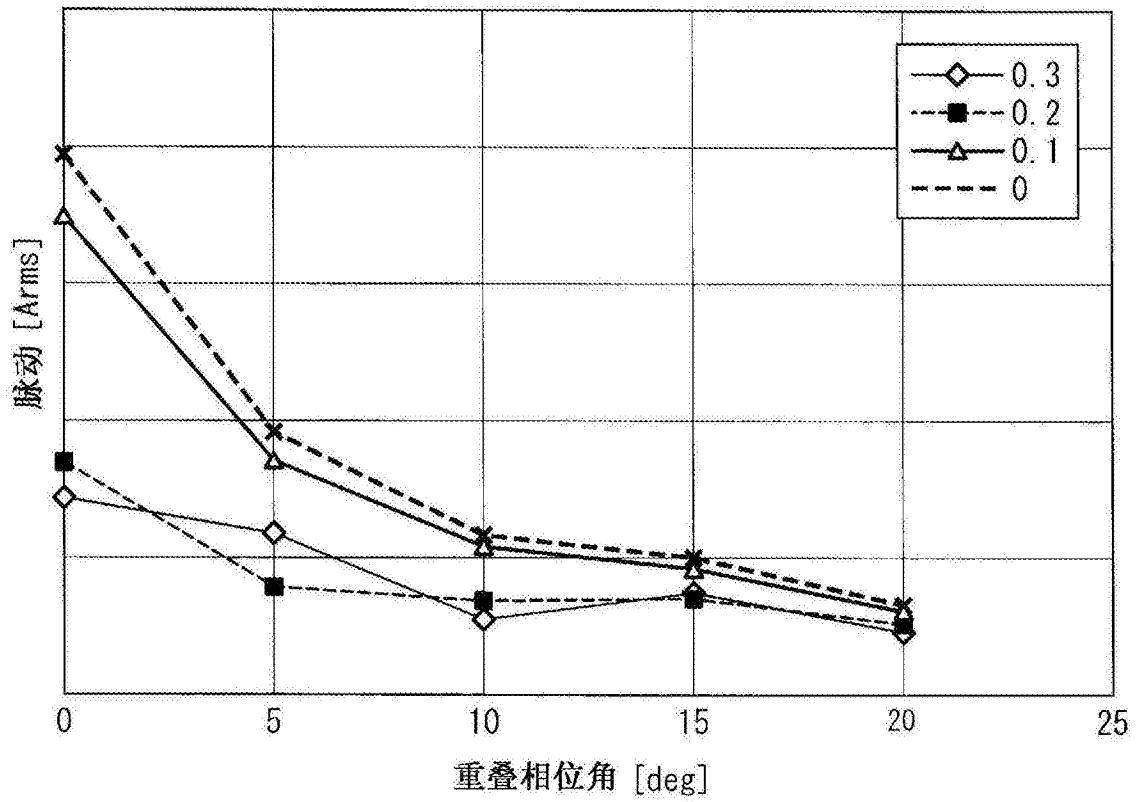


图17

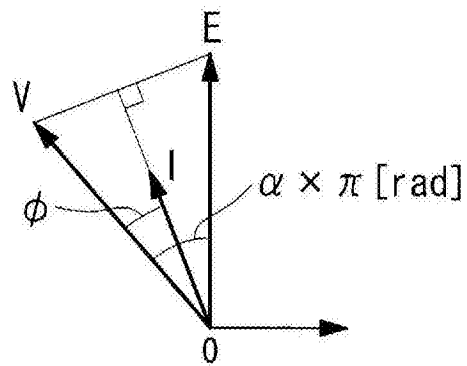


图18

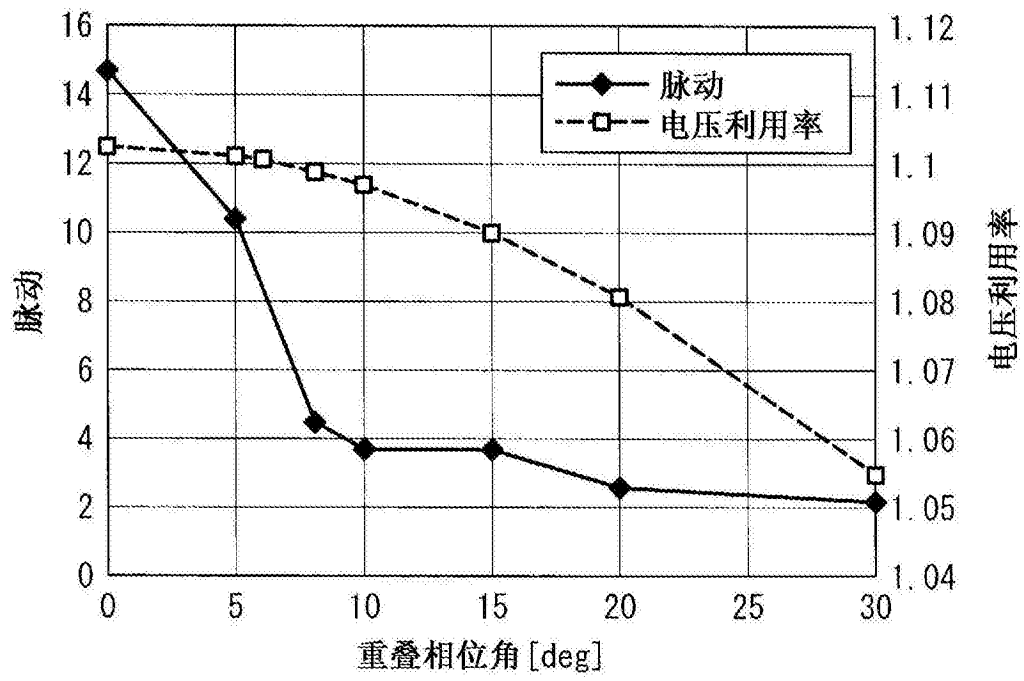


图19

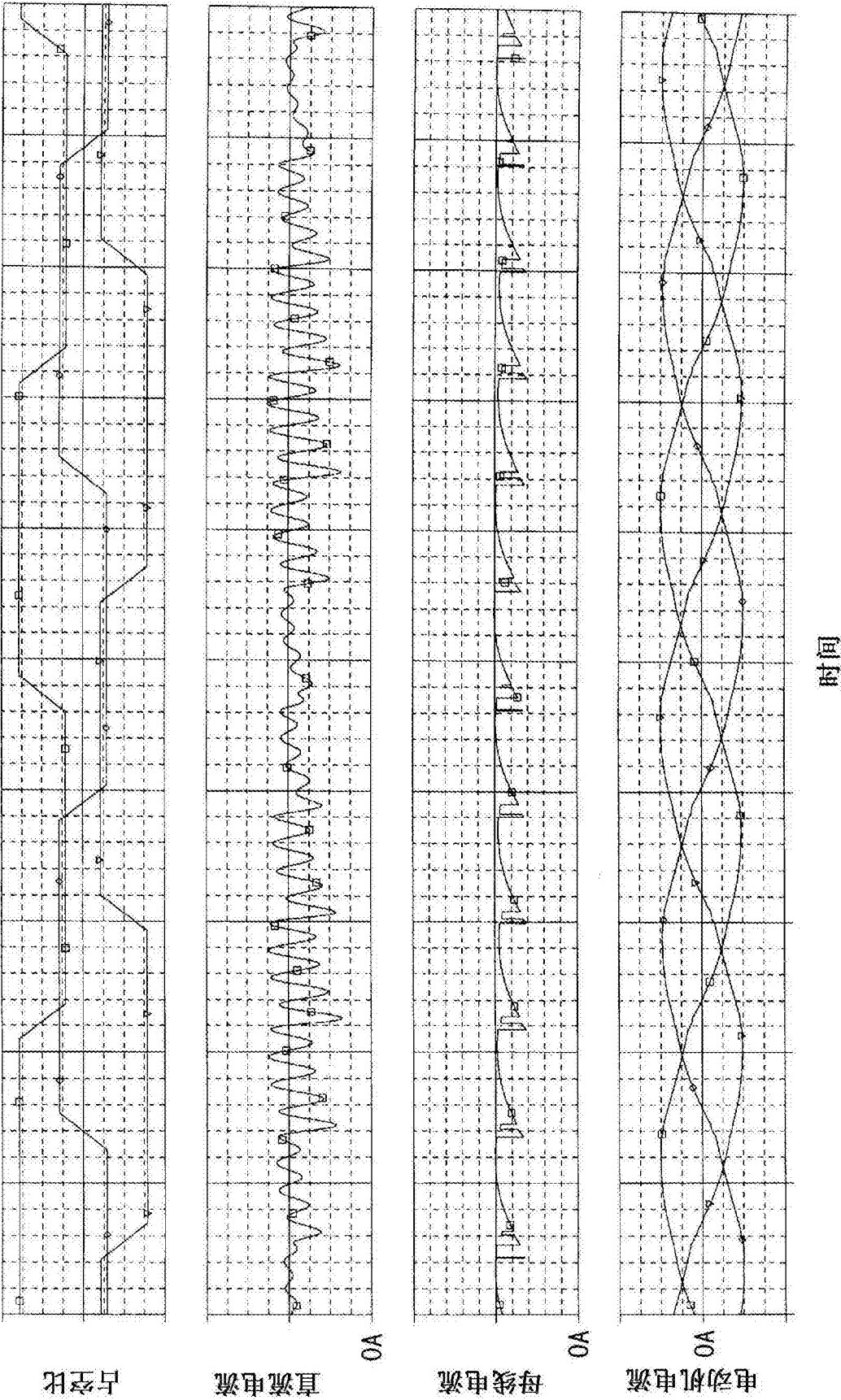
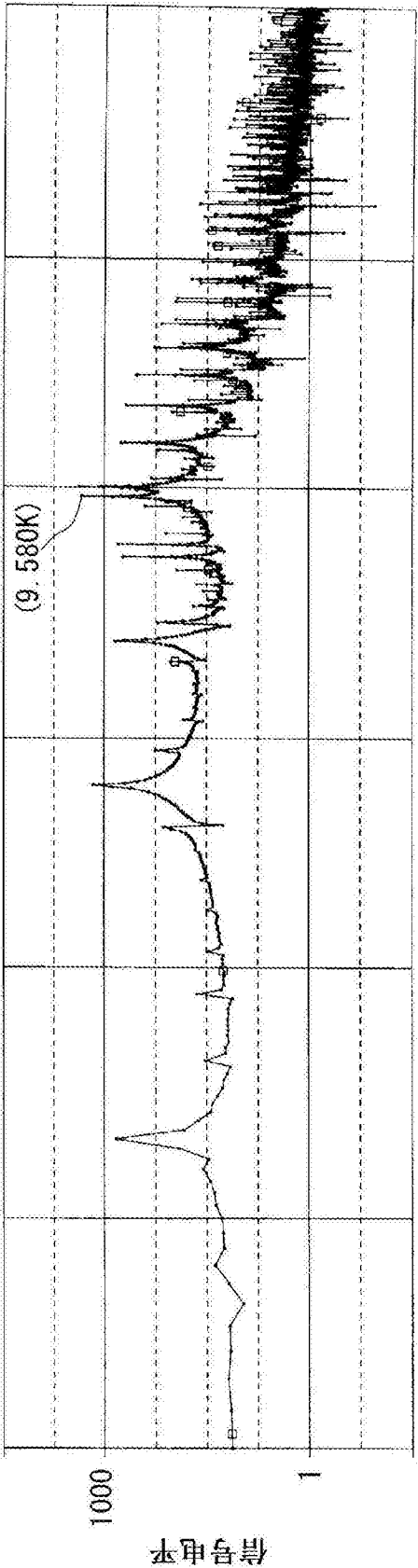


图20

(a)



(b)

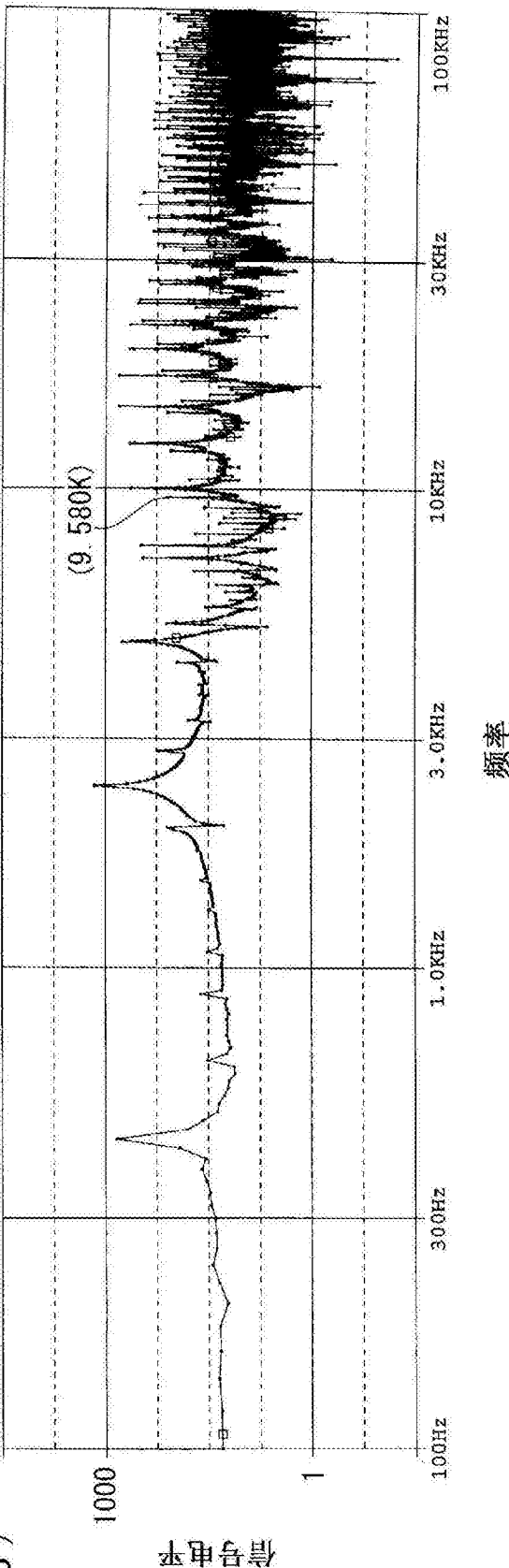


图21

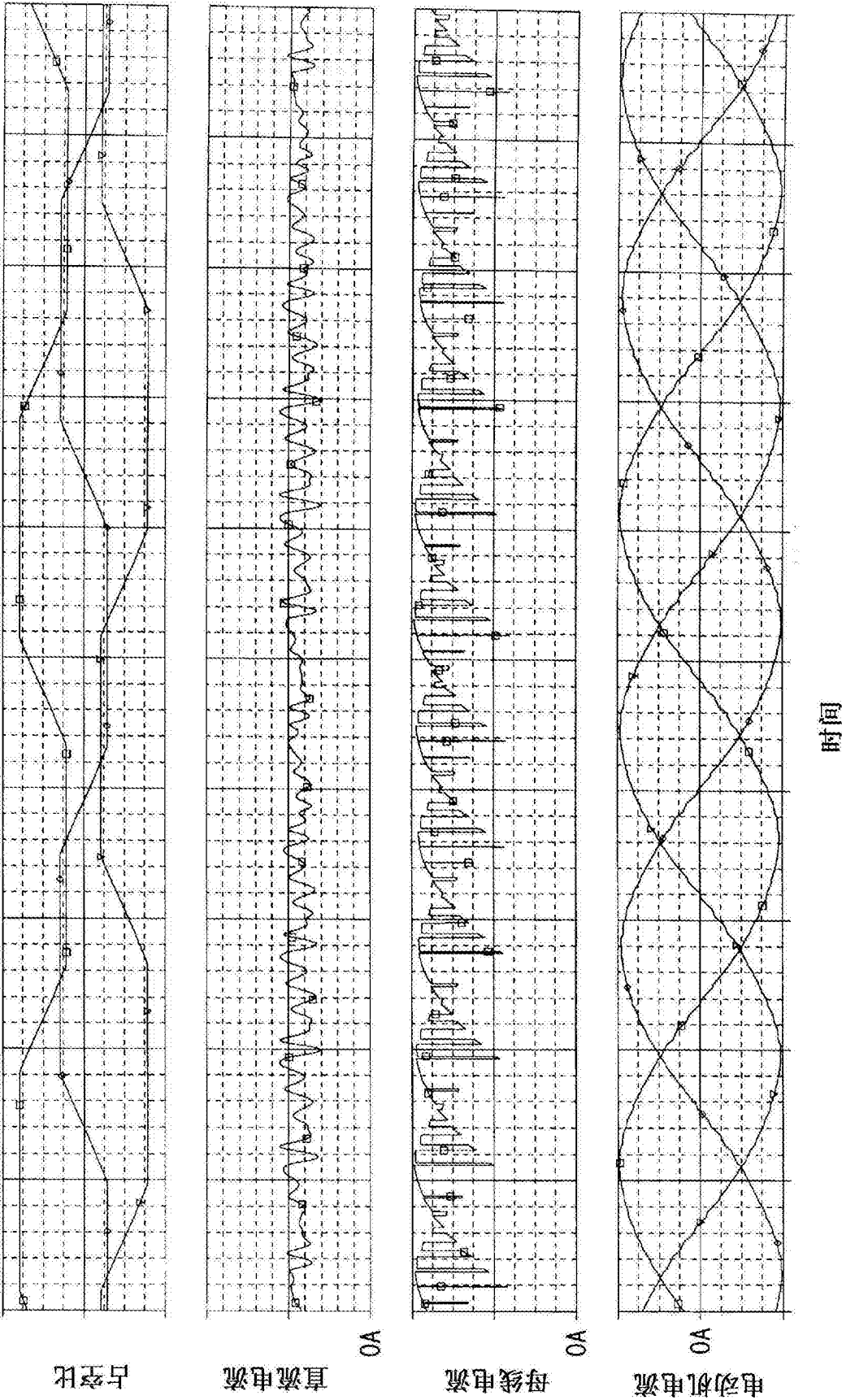


图22

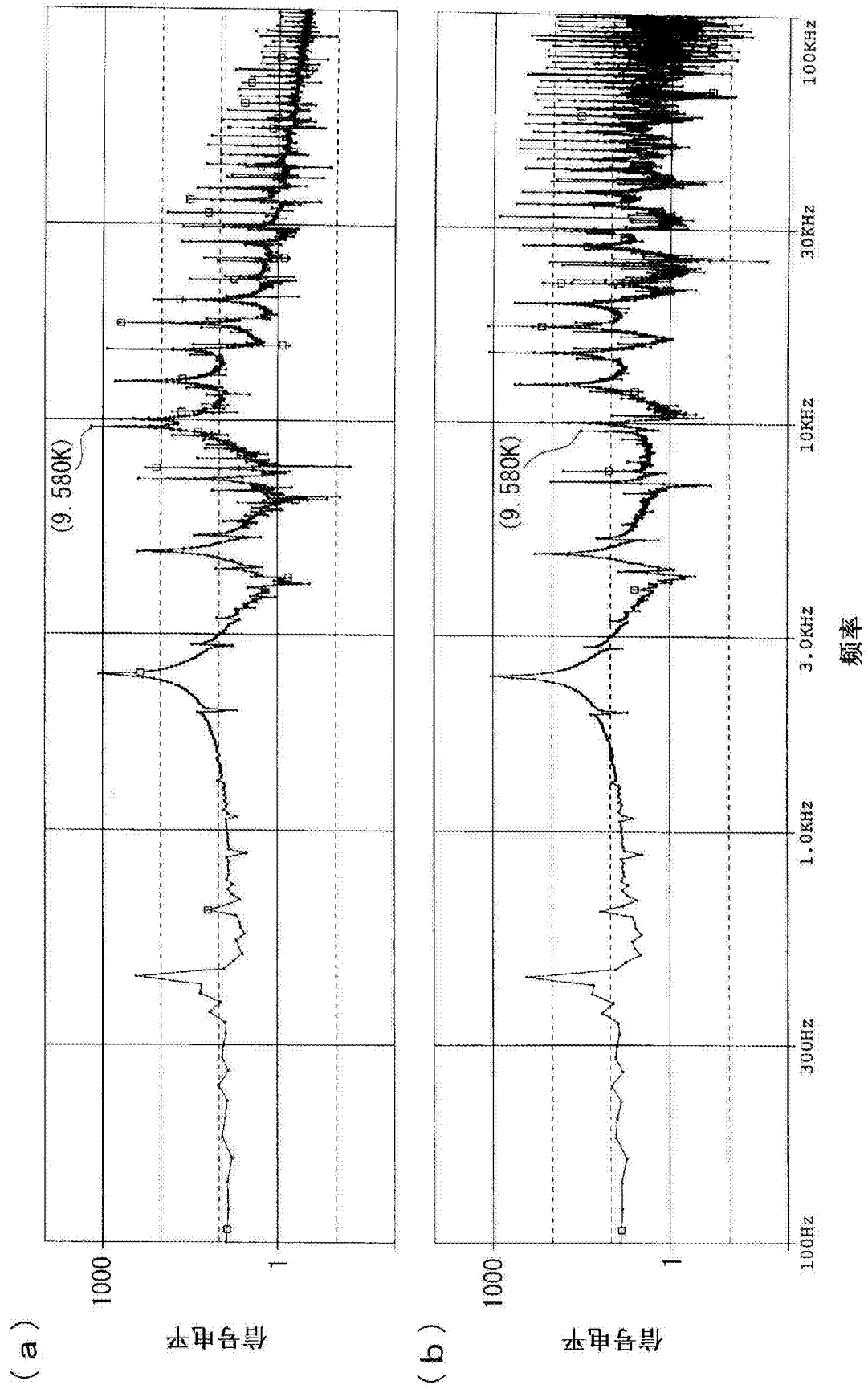


图23

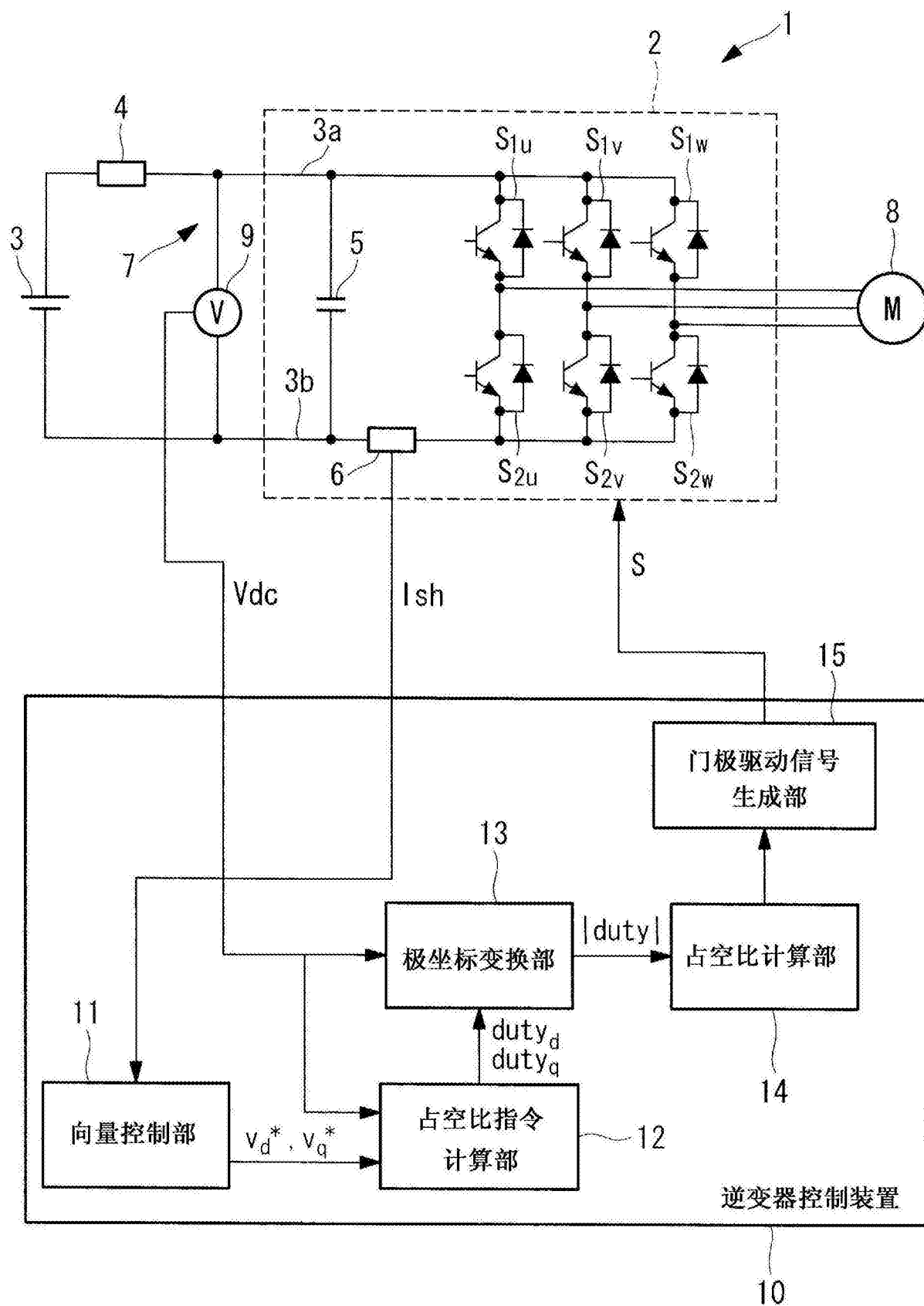


图24

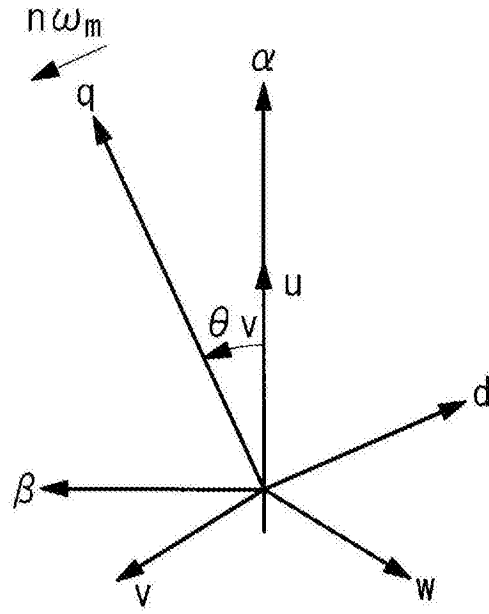


图25