



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103904982 A

(43) 申请公布日 2014. 07. 02

(21) 申请号 201310719397. 5

(22) 申请日 2013. 12. 24

(30) 优先权数据

2012-280921 2012. 12. 25 JP

(71) 申请人 丰田自动车株式会社

地址 日本爱知县

申请人 株式会社电装

(72) 发明人 野村哲也 森井秋由 中村诚

山崎干夫

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

11247

代理人 杨晓光 郭晓华

(51) Int. Cl.

H02P 27/08 (2006. 01)

H02P 21/00 (2006. 01)

H02P 21/14 (2006. 01)

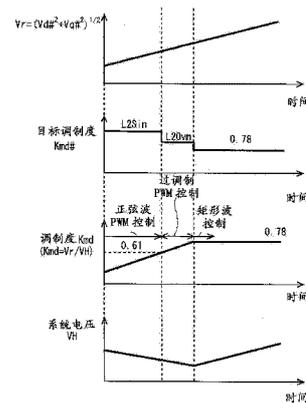
权利要求书2页 说明书10页 附图10页

(54) 发明名称

车辆和用于车辆的控制装置

(57) 摘要

本发明涉及车辆和用于车辆的控制装置。在车辆上,安装有转换并输出电压的转换器、将从所述转换器输出的DC电力转换为AC电力的逆变器、由从所述逆变器提供的AC电力驱动的电动机。用于该车辆的控制装置在根据所述逆变器的调制度而选择的控制模式下控制所述逆变器,选择所述逆变器的目标控制模式,并且在当前控制模式不同于所述目标控制模式时,改变所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度发生改变,直到所述控制模式切换到所述目标控制模式。



1. 一种车辆,包括:

转换器,其转换并输出电压;

逆变器,其将从所述转换器输出的 DC 电力转换为 AC 电力;

电动机,其由从所述逆变器提供的 AC 电力驱动;以及

控制装置,其被配置为控制所述转换器和所述逆变器,

所述控制装置

在根据所述逆变器的调制度而选择的控制模式下控制所述逆变器,并选择所述逆变器的目标控制模式,并且

在根据所述调制度的当前控制模式不同于所述目标控制模式时,改变来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度发生改变,直到所述控制模式切换到所述目标控制模式。

2. 根据权利要求 1 的车辆,其中

所述控制装置

在所述逆变器的调制度超过预定的阈值时,切换所述控制模式,

在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,将大于所述阈值的值设定为目标调制度,并且

降低来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度。

3. 根据权利要求 1 的车辆,其中

所述控制装置

在所述逆变器的调制度小于预定的阈值时,切换所述控制模式,

在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,将小于所述阈值的值设定为目标调制度,并且

升高来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度。

4. 根据权利要求 1-3 中任一项的车辆,其中

所述控制装置响应于驾驶员对加速器的操作,选择所述逆变器的所述目标控制模式。

5. 一种用于车辆的控制装置,该车辆包括转换并输出电压的转换器、将从所述转换器输出的 DC 电力转换为 AC 电力的逆变器、以及由从所述逆变器提供的 AC 电力驱动的电动机,该控制装置包括:

逆变器控制单元,用于在根据所述逆变器的调制度而选择的控制模式下控制所述逆变器;

选择单元,用于选择所述逆变器的目标控制模式,以及

转换器控制单元,用于在根据所述调制度的当前控制模式不同于所述目标控制模式时,改变来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度发生改变,直到所述控制模式切换到所述目标控制模式。

6. 根据权利要求 5 的用于车辆的控制装置,其中

所述逆变器控制单元在所述逆变器的调制度超过预定的阈值时,切换所述控制模式,并且

所述转换器控制单元包括

用于在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,将大于所述阈值的值设定为目

标调制度的单元,以及

用于降低来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度的单元。

7. 根据权利要求 5 的用于车辆的控制装置,其中

所述逆变器控制单元在所述逆变器的调制度小于预定的阈值时,切换所述控制模式,并且

所述转换器控制单元包括

用于在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,将小于所述阈值的值设定为目标调制度的单元,以及

用于升高来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度的单元。

8. 根据权利要求 5-7 中任一项的用于车辆的控制装置,其中

所述选择单元响应于驾驶员对加速器的操作,选择所述逆变器的所述目标控制模式。

## 车辆和用于车辆的控制装置

[0001] 该非临时申请基于 2012 年 12 月 25 日提交给日本专利局的编号为 2012-280921 的日本专利申请,该申请的全部内容通过引用的方式并入于此。

### 技术领域

[0002] 本发明涉及车辆和用于车辆的控制装置,尤其涉及用于控制车辆中转换器的输出电压的技术,该车辆包括由通过转换器和逆变器提供的电力驱动的电动机。

### 背景技术

[0003] 包括电动机作为驱动源的混合动力汽车、燃料电池汽车和电动汽车是公知的。例如,采用三相 AC 电动机作为电动机。此类电动机被提供来自逆变器的 AC 电力。

[0004] 可使用各种技术控制逆变器。以用于控制逆变器的技术为例,公开号为 2006-311768 的日本专利公开了使用从正弦波 PWM (脉宽调制) 控制方式、过调制 PWM 控制方式和矩形波控制方式中选择控制方式控制逆变器。例如,在公开号为 2006-311768 的日本专利中,控制方式基于逆变器的调制度进行选择,如段落 66 中描述的那样。

### 发明内容

[0005] 在根据逆变器的调制度选择控制方式的情况下,例如,当电动机的转速或转矩由于干扰的影响而突然改变,从而使得电动机的驱动电压振幅突然改变时,逆变器的调制度也会突然改变,并且逆变器的控制方式可能改变。

[0006] 在此情况下,由于逆变器通过不同于期望的控制方式的控制模式而被控制,因此需要快速使控制方式返回到原始方式。

[0007] 此外,PWM 控制方式受到与逆变器的开关操作有关的损耗的影响。因此,在可以理想地选择矩形波控制方式的情况下,可快速转换到矩形波控制方式。

[0008] 本发明基于上述问题而做出,并且本发明的目的是改变逆变器的控制方式。

[0009] 根据本发明的一方面,一种车辆包括:转换器,其转换并输出电压;逆变器,其将从所述转换器输出的 DC 电力转换为 AC 电力;电动机,其由从所述逆变器提供的 AC 电力驱动;以及控制装置,其被配置为控制所述转换器和所述逆变器。所述控制装置在根据所述逆变器的调制度而选择的控制模式下控制所述逆变器,并选择目标控制模式,并且在当前控制模式不同于所述目标控制模式时,改变来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度发生改变,直到所述控制模式切换到所述目标控制模式。

[0010] 根据本发明的另一方面,一种车辆包括转换并输出电压的转换器、将从所述转换器输出的 DC 电力转换为 AC 电力的逆变器、以及由从所述逆变器提供的 AC 电力驱动的电动机。该车辆的控制装置包括逆变器控制单元,用于在根据所述逆变器的调制度而选择的控制模式下控制所述逆变器;选择单元,用于选择目标控制模式,以及转换器控制单元,用于在当前控制模式不同于所述目标控制模式时,改变来自所述转换器的输出电压,使得所述逆变器的调制度发生改变,直到所述控制模式切换到所述目标控制模式。

[0011] 根据上述配置,在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,所述逆变器的调制度随着来自所述转换器的输出电压的变化而改变,从而使得所述控制模式被切换。因此,所述逆变器的控制方式可变为所期望的控制方式。

[0012] 在所述逆变器的调制度超过预定的阈值时,所述控制模式可被切换。此时,在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,大于所述阈值的值可被设定为目标调制度,并且来自所述转换器的输出电压可被降低,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度。

[0013] 与之相反,在所述逆变器的调制度小于预定的阈值时,所述控制模式可被切换。此时,在所述当前控制模式不同于所述目标控制模式时,小于所述阈值的值可被设定为目标调制度,并且来自所述转换器的输出电压可被升高,使得所述逆变器的调制度变为所述目标调制度。

[0014] 通过使用可从逆变器的输出电压与输入电压之间的比计算出的调制度,可以在所述逆变器的状态被具体地确定为数值时控制转换器。

[0015] 可响应于驾驶员对加速器的操作而选择所述目标控制模式。这样,可实现驾驶员所期望的控制模式。

[0016] 当结合附图阅读下面本发明的具体实施方式时,本发明的上述及其它目的、特征、方面和优点将变得更加显而易见。

#### 附图说明

[0017] 图 1 是电动机驱动系统的整体配置的图。

[0018] 图 2 是示出在电动机驱动系统中采用的控制方式的图。

[0019] 图 3 是示出采用正弦波 PWM 控制、过调制 PWM 控制和矩形波控制中的每一种的操作区域的图。

[0020] 图 4 是示出 AC 电动机的电流矢量的图。

[0021] 图 5 是示出控制方式切换的图。

[0022] 图 6A 到 6C 是示出整个电动机驱动系统中的损耗特性的图。

[0023] 图 7 是正弦波 PWM 控制方式和过调制 PWM 控制方式中的控制框图。

[0024] 图 8 是示出为设定目标控制模式(要求控制模式)而执行的处理的流程图。

[0025] 图 9 是示出为设定目标调制度而执行的处理的流程图。

[0026] 图 10 是示出目标调制度以及系统电压发生改变,直到控制模式从矩形波控制切换到 PWM 控制的图。

[0027] 图 11 是在执行矩形波控制方式期间的控制框图。

[0028] 图 12 是图 11 中的电流相位反馈部的控制框图。

[0029] 图 13 是示出用于由图 11 中的电流相位反馈部计算电压差  $\Delta V_H$  的映射(map)的图。

#### 具体实施方式

[0030] 下面参考附图详细地描述本发明的实施例。需要指出,下面图形中的相同或相应的部件被分配相同的附图标记,并且原则上不再重复对它们的描述。

[0031] 图 1 是被安装在车辆上作为驱动源的 AC 电动机的控制系统 100 的整体配置图。

控制系统 100 包括 DC 电压产生部 10#、平滑电容器 C0、逆变器 14、AC 电动机 M1 和控制装置 30。

[0032] AC 电动机 M1 例如是被配置为在机动车辆(综合表示能够通过电能产生车辆驱动力的汽车,例如,混合动力汽车、电动汽车和燃料电池汽车)的驱动轮中产生转矩的行驶用牵引电动机。备选地,该 AC 电动机 M1 可被配置为具有由引擎驱动的发电机的功能,并且可被配置为既充当电动机又充当发电机。即,在本实施例中,AC 电动机包括电动发电机。此外,AC 电动机 M1 例如可被并入在混合动力汽车中作为能够启动引擎的组件。

[0033] DC 电压产生部 10# 包括 DC 电源 B、系统继电器 SR1、SR2、平滑电容器 C1 和升压转换器 12。

[0034] DC 电源 B 代表性地由比如作为二次电池(例如,镍金属氢化物电池或锂离子电池)和双电层电容器的可再充电蓄电装置实现。从 DC 电源 B 输出的 DC 电压  $V_b$  以及输入和输出 DC 电流  $I_b$  分别由电压传感器 10 和电流传感器 11 进行感测。

[0035] 系统继电器 SR1 连接在 DC 电源 B 的正极端子与电力线 6 之间,系统继电器 SR2 连接在 DC 电源 B 的负极端子与电力线 5 之间。系统继电器 SR1、SR2 根据来自控制装置 30 的信号 SE 而接通 / 关断。

[0036] 升压转换器 12 包括电抗器 L1、功率半导体开关元件 Q1、Q2 和二极管 D1、D2。功率半导体开关元件 Q1 和 Q2 串联连接在电力线 7 与电力线 5 之间。功率半导体开关元件 Q1 和 Q2 的接通和关断由来自控制装置 30 的开关控制信号 S1 和 S2 控制。

[0037] 在本发明的该实施例中,IGBT(绝缘栅双极型晶体管)、功率 MOS(金属氧化物半导体)晶体管、功率双极型晶体管等可被用作功率半导体开关元件(下文简称为“开关元件”)。反并联二极管 D1、D2 分别针对开关元件 Q1、Q2 设置。电抗器 L1 连接在开关元件 Q1 和 Q2 的连接节点与电力线 6 之间。此外,平滑电容器 C0 连接在电力线 7 与电力线 5 之间。

[0038] 平滑电容器 C0 对电力线 7 的 DC 电压平滑化。电压传感器 13 检测跨平滑电容器 C0 的相对两端的电压,即电力线 7 上的 DC 电压  $V_H$ 。对应于逆变器 14 的 DC 链电压的 DC 电压  $V_H$  在下文中也称为“系统电压  $V_H$ ”。另一方面,电力线 6 的 DC 电压  $V_L$  由电压传感器 19 检测。分别由电压传感器 13、19 检测到的 DC 电压  $V_H$ 、 $V_L$  被输入到控制装置 30。

[0039] 逆变器 14 由在电力线 7 与电力线 5 之间并联设置的 U 相上下臂 15、V 相上下臂 16 以及 W 相上下臂 17 构成。各相的上下臂由电力线 7 与电力线 5 之间串联连接的开关元件构成。例如,U 相上下臂 15 由开关元件 Q3、Q4 构成,V 相上下臂 16 由开关元件 Q5、Q6 构成,W 相上下臂 17 由开关元件 Q7、Q8 构成。此外,反并联二极管 D3 至 D8 分别连接到开关元件 Q3 至 Q8。开关元件 Q3 至 Q8 的接通和关断分别由来自控制装置 30 的开关控制信号 S3 至 S8 控制。

[0040] 典型地,AC 电动机 M1 是三相永磁体型同步电动机,其被构成为使得 U、V 和 W 相的三个线圈的一端共同连接到中性点。此外,各相线圈的另一端连接到各相上下臂 15 至 17 的开关元件的中间点。

[0041] 升压转换器 12 基本上被控制为使得开关元件 Q1 和 Q2 在与用于 PWM 控制的一个载波周期对应的每个开关周期中互补地和交替地接通和关断。升压转换器 12 可通过控制开关元件 Q1、Q2 的接通期间之比(占空比)来控制升压比( $V_H/V_L$ )。因此,开关元件 Q1、Q2 的接通和关断基于根据 DC 电压  $V_L$ 、 $V_H$  的检测值以及电压指令值  $V_H^*$  而运算的占空比而被

控制。

[0042] 通过互补地接通和关断开关元件 Q1 和开关元件 Q2,可实现 DC 电源 B 的充电和放电,而无需根据通过电抗器 L 的电流方向切换控制。即,通过根据电压指令值  $VH\#$  控制系统电压  $VH$ ,升压转换器 12 可实现再生和动力运行(power running)。

[0043] 需要指出,当 AC 电动机 M1 的输出较低时,AC 电动机 M1 可在不通过升压转换器 12 升压的情况下,在  $VH=VL$  (升压比 =1.0) 的状态下被控制。在这种情况下(下文也称为“非升压模式”),开关元件 Q1 和 Q2 分别固定在接通和关断上,以便减少升压转换器 12 中的电力损耗。

[0044] 在 AC 电动机 M1 的转矩指令值为正( $T_{qcom}>0$ )的情况下,当从平滑电容器 C0 提供 DC 电压时,逆变器 14 通过开关元件 Q3 至 Q8 响应于来自控制装置 30 的开关控制信号 S3 至 S8 的开关操作转换 DC 电压,并驱动 AC 电动机 M1 以便输出正转矩。备选地,在 AC 电动机 M1 的转矩指令值为 0 ( $T_{qcom}=0$ )的情况下,逆变器 14 通过响应于开关控制信号 S3 至 S8 的开关操作将 DC 电压转换为 AC 电压,并且驱动 AC 电动机 M1 以使转矩为零。因此,AC 电动机 M1 被驱动为产生转矩指令值  $T_{qcom}$  指定的零转矩或正转矩。

[0045] 此外,在包括控制系统 100 的电动车辆的再生制动期间,AC 电动机 M1 的转矩指令值  $T_{qcom}$  被设为负值( $T_{qcom}<0$ )。此时,逆变器 14 通过响应于开关控制信号 S3 至 S8 的开关操作,将 AC 电动机 M1 产生的 AC 电压转换为 DC 电压,并通过平滑电容器 C0 将获取的 DC 电压(系统电压  $VH$ )提供给升压转换器 12。

[0046] 需要指出,此处的再生制动包括在驾驶电动车辆的驾驶员操作脚刹时伴随再生发电的制动,以及在执行再生发电时车辆的减速(或者停止加速),其中即使不操作脚刹,在行驶期间加速踏板处于关断状态。

[0047] 电流传感器 24 检测流过 AC 电动机 M1 的电流(相电流),并将检测值输出到控制装置 30。需要指出,由于三相电流  $i_u$ 、 $i_v$  和  $i_w$  的瞬间值之和等于零,因此,电流传感器可被设置为检测两相的电动机电流(例如, V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$ ),如图 1 所示。

[0048] 旋转角传感器(解角器(resolver)) 25 检测 AC 电动机 M1 的转子的旋转角  $\theta$ ,并将检测到的旋转角  $\theta$  发送到控制装置 30。控制装置 30 能够基于旋转角  $\theta$  计算 AC 电动机 M1 的转速  $N_{mt}$  和旋转角速度  $\omega$ 。需要指出,旋转角传感器 25 不必被设置为通过基于控制装置 30 中的电动机电压或电流直接运算旋转角  $\theta$ 。

[0049] 控制装置 30 被配置电子控制单元(ECU),并且借助未示出的 CPU(中央处理单元)通过执行预先存储的程序而实现的软件处理和/或使用专用电子电路的硬件处理对控制系统 100 的操作进行控制。

[0050] 作为典型功能,控制装置 30 基于输入转矩指令值  $T_{qcom}$ 、电压传感器 10 检测到的 DC 电压  $V_b$ 、电流传感器 11 检测到的 DC 电流  $I_b$ 、电压传感器 13 检测到的系统电压  $VH$ 、电流传感器 24 检测到的电动机电流  $i_v$  和  $i_w$ 、来自旋转角传感器 25 的旋转角  $\theta$  等控制升压转换器 12 和逆变器 14 的操作,以便 AC 电动机 M1 通过下面将描述的控制方式根据转矩指令值  $T_{qcom}$  输出转矩。

[0051] 即,如上所述,为了根据电压指令值  $VH\#$  控制 DC 电压  $VH$ ,控制装置 30 针对升压转换器 12 产生开关控制信号 S1、S2。此外,控制装置 30 还产生开关控制信号 S3 至 S8,以根据转矩指令值  $T_{qcom}$  控制 AC 电动机 M1 的输出转矩。控制信号 S1 至 S8 被输入到升压转换

器 12 和逆变器 14。

[0052] 根据具有加速器位置、车辆速度等作为参数的映射计算转矩指令值  $T_{qcom}$ 。

[0053] 图 2 是示出用于控制 AC 电动机的逆变器控制方式的图。如图 2 所示,在根据本发明的实施例的 AC 电动机的控制系统中,切换三种控制方式以用于通过逆变器 14 控制 AC 电动机。

[0054] 正弦波 PWM 控制被用作一般的 PWM 控制,其中各相臂中开关元件的接通和关断基于正弦电压指令值与载波(代表性地为三角波)之间的电压比较而被控制。因此,针对与上臂元件的接通期对应的高电平期间和与下臂元件的接通期对应的低电平期间的集合,控制占空比,以使其基本波成分在特定期间内为正弦波。

[0055] 在下文中,在逆变器执行的 DC-AC 电压转换中,施加到 AC 电动机 M1 的电压(线电压的有效值)与系统电压  $V_H$  的比在此被定义为“调制度”。正弦波 PWM 控制的应用基本限定在其中各相的 AC 电压振幅(相电压)等于系统电压  $V_H$  的状态。即,在正弦波 PWM 控制中,只能将调制度增加到 0.61。

[0056] 另一方面,在矩形波电压控制中,逆变器输出一个矩形波脉冲,在对应于电动机的 360 度电气角的期间内,其高电平期间与低电平期间之间的比为 1:1。因此,调制度可增加到 0.78。

[0057] 过调制 PWM 控制是指这样一种控制:其执行与上述正弦波 PWM 控制相同的 PWM 控制,电压指令值(正弦)与载波相比振幅更大,其中振幅增加。结果,通过扭曲基本波成分,可使调制度增加到从 0.61 到 0.78 的范围。

[0058] 在根据本实施例的 AC 电动机 M1 的控制系统 100 中,根据 AC 电动机 M1 的状态,选择性地应用上述的正弦波 PWM 控制、过调制 PWM 控制、以及矩形波电压控制。

[0059] 一般而言,如图 3 所示,在低速旋转区域到中速旋转区域中选择正弦波 PWM 控制,在中速旋转区域到高速旋转区域中选择过调制控制,在高速旋转区域中选择矩形波电压控制。下面将描述用于选择控制方式的具体方法。

[0060] 如图 4 所示,在正弦波 PWM 控制和过调制 PWM 控制中,执行通过逆变器 14 实现的电动机电流控制,从而使得 AC 电动机 M1 的电流相位  $\phi_i$  位于最佳电流提前线 42 上。图 4 中的横坐标表示 d 轴电流  $I_d$ ,图 4 中的纵坐标表示 q 轴电流  $I_q$ 。

[0061] 最佳电流提前线 42 被绘制为电流相位点的集合,在这些电流相位点处,  $I_d$ - $I_q$  平面上等转矩线上的 AC 电动机 M1 中的损耗充当参考。因此, d 轴和 q 轴上的电流指令值  $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$  被产生为对应于等转矩线与最佳电流提前线 42 之间的交叉点,该等转矩线对应于 AC 电动机 M1 的转矩指令值  $T_{qcom}$ ,其根据具有加速器位置、车辆速度等作为参数的映射而确定。最佳电流提前线 42 可预先通过实验或模拟获取。因此,确定最佳电流提前线 42 上与每个转矩指令值对应的电流指令值  $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$  组合的映射可被预先创建并存储在控制装置 30 中。

[0062] 图 4 通过箭头示出一条轨迹,在这条轨迹上,从具有零点位置作为原点的  $I_d$ 、 $I_q$  组合得到的电流矢量的末端位置(电流相位)随着输出转矩增加而变化。随着输出转矩增加,电流大小(对应于  $I_d$ - $I_q$  平面上电流矢量的大小)也增加。如上所述,在正弦波 PWM 控制和过调制 PWM 控制中,通过设定电流指令值  $I_{dcom}$ 、 $I_{qcom}$ ,将电流相位控制为位于最佳电流提前线 42 上。

[0063] 在矩形波电压控制中,逆变器 14 无法直接控制 AC 电动机 M1 的电流相位。由于在矩形波电压控制中执行磁场弱化控制,因此输出转矩在电压相位  $\phi_v$  增大时增加。因此,作为磁场电流的 d 轴电流  $I_d$  的绝对值增加。这样,电流矢量的末端位置(电流相位)向图左侧(朝着提前侧)远离最佳电流提前线 42。由于电流矢量不在最佳电流提前线 42 上,因此 AC 电动机 M1 中的损耗在矩形波电压控制中增加。

[0064] 与之相反,当在矩形波电压控制期间电流相位  $\phi_i$  小于预定的  $\phi_{th}$  (基准值)时,指示从矩形波电压控制到 PWM 控制的转换。

[0065] 将参考图 5 描述正弦波 PWM 控制、过调制 PWM 控制和矩形波电压控制之间的模式切换。在应用正弦波 PWM 或过调制 PWM 控制期间,通过以下方程式 1,从下面将介绍的 d 轴和 q 轴上的电压指令值  $V_{d\#}$ 、 $V_{q\#}$  和系统电压  $V_H$  计算调制度  $K_{md}$ 。

$$[0066] \quad K_{md} = (V_{d\#}^2 + V_{q\#}^2)^{1/2} / V_H \dots (1)$$

[0067] 当在执行正弦波 PWM 控制期间逆变器 14 的调制度超过 0.61 时,控制模式被从正弦波 PWM 控制切换到过调制 PWM 控制。当在执行过调制 PWM 控制期间逆变器 14 的调制度低于小于 0.61 的预定阈值  $SH$  ( $SH = 0.61 - \alpha$ ) 时,控制模式被从过调制 PWM 控制切换到正弦波 PWM 控制。

[0068] 当在执行过调制 PWM 控制期间逆变器 14 的调制度进一步增加并超过 0.78 时,控制模式被从过调制 PWM 控制切换到矩形波电压控制。

[0069] 另一方面,当在矩形波电压控制期间随着输出转矩减小而电流相位  $\phi_i$  小于基准值  $\phi_{th}$  时,指示到过调制 PWM 控制模式的转换。

[0070] 正弦波 PWM 控制、过调制 PWM 控制和矩形波电压控制中的能量损耗可根据系统电压  $V_H$  变化,如图 6A 所示。图 6A 到 6C 示出在 AC 电动机 M1 的输出(转速和转矩的乘积)保持恒定并且仅系统电压  $V_H$  变化的条件下,控制系统的行为。

[0071] 图 6A 示出在全部三种控制模式中,系统电压  $V_H$  与控制系统中总损耗之间的关系。图 6B 示出系统电压  $V_H$  与调制度  $K_{md}$  之间的关系。图 6C 示出系统电压  $V_H$  与电动机电流相位之间的关系。

[0072] 现在参考图 6A 到 6C,在应用正弦波 PWM 控制和过调制 PWM 控制的区域中,当系统电压  $V_H$  降低且调制度升高时损耗减少。然后,由于升压转换器 12 和逆变器 14 中的损耗在应用矩形波电压控制的操作点 44 处最小化,因此,整个系统中的损耗也被最小化。

[0073] 由于调制度在应用矩形波电压控制的区域中固定为 0.78,因此当系统电压  $V_H$  降低时用于获取相同输出的电压相位  $\phi_v$  变大。因此,如上所述,随着磁场弱化电流增加,电流相位远离最佳电流提前线 42。因此,由于 AC 电动机 M1 中的损耗增加,系统损耗也增加。即,在矩形波电压控制中,当系统电压  $V_H$  降低时,系统中的总损耗将增加。

[0074] 与之相反,当通过升高系统电压  $V_H$  应用 PWM 控制时,AC 电动机 M1 的电流相位可沿着最佳电流提前线 42 被控制。但是,当 AC 电动机 M1 在 PWM 控制下操作时,AC 电动机 M1 中的损耗可在逆变器 14 中的损耗由于开关次数增加而增加时降低。

[0075] 因此,当应用矩形波电压控制并且 AC 电动机 M1 的电流相位在最佳电流提前线 42 的附近时,包括 AC 电动机 M1 的整个控制系统中的损耗最小化。即,系统电压  $V_H$  优选地被设定为建立这种状态。

[0076] 将参考图 7 描述正弦波 PWM 控制和过调制 PWM 控制中的具体处理。图 7 是示出根

据本发明的实施例的用于 AC 电动机的控制系统中的 PWM 控制的控制配置的功能框图。下面描述并由图 7 表示的框图中示出的每个功能框通过控制装置 30 执行的硬件或软件处理实现。

[0077] 现在参考图 7, PWM 控制单元 200 包括电流指令产生部 210、转换部 220 和电流反馈部 230。

[0078] 电流指令产生部 210 基于预先创建的映射等, 根据 AC 电动机 M1 的转矩指令值  $T_{qcom}$  产生 d 轴电流指令值  $I_{dcom}$  和 q 轴电流指令值  $I_{qcom}$ 。

[0079] 转换部 220 使用转子旋转角  $\theta$ , 通过坐标变换将 AC 电动机 M1 中流动的三相电动机电流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  转换为 d 轴和 q 轴上的两相电流  $i_d$ 、 $i_q$ , 并且输出所述两相电流。具体而言, 从电流传感器 24 检测到的 V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$  计算 U 相电流  $i_u$  ( $i_u = -i_v - i_w$ )。根据旋转角传感器 25 检测到的旋转角  $\theta$ , 基于这些电流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  计算实际的 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$ 。

[0080] 电流反馈部 230 接收 d 轴电流指令值  $I_{dcom}$  与计算出的实际 d 轴电流  $i_d$  之间的差  $\Delta I_d$  ( $\Delta I_d = I_{dcom} - i_d$ ) 以及 q 轴电流指令值  $I_{qcom}$  与计算出的实际 q 轴电流  $i_q$  之间的差  $\Delta I_q$  ( $\Delta I_q = I_{qcom} - i_q$ ) 的输入。电流反馈部 230 通过 d 轴电流差  $\Delta I_d$  和 q 轴电流差  $\Delta I_q$  中每一者的预定增益执行 PI (比例积分) 运算来求出控制偏差, 并根据该控制偏差产生 d 轴电压指令值  $V_{d\#}$  和 q 轴电压指令值  $V_{q\#}$ 。此外, 电流反馈部 230 使用 AC 电动机 M1 的旋转角  $\theta$ , 通过坐标变换 (两相  $\rightarrow$  三相) 将 d 轴电压指令值  $V_{d\#}$  和 q 轴电压指令值  $V_{q\#}$  转换为 U 相、V 相和 W 相的各相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ , 并且根据各相的电压指令值  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  产生开关控制信号 S3 至 S8。通过逆变器 14 响应于开关控制信号 S3 至 S8 的开关操作, 在 AC 电动机 M1 的各相中产生伪正弦波电压。

[0081] 根据本发明的实施例的电动机驱动系统的控制装置 30 进一步包括目标调制度计算部 310、必要电压计算部 320、调制度反馈部 330、以及电压反馈部 360。

[0082] 目标调制度计算部 310、必要电压计算部 320、以及调制度反馈部 330 是用于计算要求电压  $V_{Hreq}$  的功能块, 该要求电压  $V_{Hreq}$  作为升压转换器 12 的输出电压, 用于将逆变器 14 的调制度  $K_{md}$  保持为目标调制度  $K_{md\#}$ 。

[0083] 更具体地说, 目标调制度计算部 310 针对根据加速器位置选择的目标控制模式 (下文也表示为要求控制模式) 和当前控制模式  $CntMode$  的每个组合设定目标调制度  $K_{md\#}$ 。下面将详细地描述一种设定目标调制度  $K_{md\#}$  的方法。

[0084] 必要电压计算部 320 从目标转矩 (转矩指令值  $T_{qcom}$ ) 计算必要电压  $tV_H$  作为实现目标转矩 (转矩指令值  $T_{qcom}$ ) 所必需的来自升压转换器 12 的输出电压。例如, 必要电压计算部 320 根据具有由目标调制度计算部 310 计算的目标调制度  $K_{md\#}$ 、目标转矩 (转矩指令值  $T_{qcom}$ ) 和 AC 电动机 M1 的转速  $N_{mt}$  作为参数的映射计算必要电压  $tV_H$ 。更具体地说, 例如, 将通过参考映射从转矩指令值  $T_{qcom}$  和转速  $N_{mt}$  求出的电压  $V_r$  除以目标调制度  $K_{md\#}$  来计算必要电压  $tV_H$ 。电压  $V_r$  是被施加到 AC 电动机 M1 的电压 (线电压的有效值)。

[0085] 调制度反馈部 330 通过计算实际调制度  $K_{md}$  与目标调制度  $K_{md\#}$  的比 ( $K_{md}/K_{md\#}$ ) 并将该比乘以当前系统电压  $V_H$  来求出目标系统电压。此外, 计算从该目标系统电压减去当前系统电压  $V_H$  得到的值  $\Delta V_H$  及其积分值  $\int \Delta V_H$ 。通过将值  $\Delta V_H$  和积分值  $\int \Delta V_H$  乘以比例增益  $K_p$  和积分增益  $K_i$  来计算比例项  $K_p \Delta V_H$  和积分项  $K_i \int \Delta V_H$ 。调制度反馈部 330

计算这些比例项  $K_p \Delta V_H$  与积分项  $K_i \int \Delta V_H$  之和作为修正电压  $V_{H\text{hose}i}$ 。

[0086] 必要电压  $t_{VH}$  与修正电压  $V_{H\text{hose}i}$  之和作为电压指令值  $V_{H\#}$  输入到电压反馈部 360。电压反馈部 360 基于电压指令值  $V_{H\#}$  和当前系统电压  $V_H$  产生开关控制信号  $S_1$ 、 $S_2$ ，使得升压转换器 12 的输出电压达到电压指令值  $V_{H\#}$ 。

[0087] 将参考图 8 和 9 描述为设定要求控制模式和目标调制度  $K_{md\#}$  而在目标调制度计算部 310 中执行的处理。现在参考图 8，在步骤（下文将步骤简写为 S）100，判定当前要求控制模式是否为正弦波 PWM 控制。在当前控制模式不是正弦波 PWM 控制时（S100 的结果为否）并且在加速器位置  $Accr$  大于预定阈值  $t_{Accr1}$  时（S102 的结果为是），在 S104 将要求控制模式设定为正弦波 PWM 控制。需要指出，加速器位置  $Accr$  由公知的加速器位置传感器检测。

[0088] 在当前控制模式是正弦波 PWM 控制时（S100 的结果为是）并且在加速器位置  $Accr$  小于预定阈值  $t_{Accr2}$ （ $t_{Accr2} < t_{Accr1}$ ）时（S106 的结果为是），在 S108 要求控制模式不再是正弦波 PWM 控制。

[0089] 现在参考图 9，在当前要求控制模式是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为是）并且在当前控制模式是正弦波 PWM 控制时（S202 的结果为是），在 S203，将开发者预先确定为位于 0 到 0.61 的范围内的预定值  $L1Sin$  设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。

[0090] 在当前要求控制模式是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为是）并且在当前控制模式是过调制 PWM 控制时（S202 的结果为否，S204 的结果为是），在 S205，将开发者预先确定的预定值  $L10vm$ （通过预先确定，

[0091] 使得该值小于在控制模式从过调制 PWM 控制切换到正弦波 PWM 控制时的阈值  $SH$ （ $SH=0.61-\alpha$ ）设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。如上所述，由于转换器 12 的输出电压被控制为使得逆变器 14 的调制度  $K_{md}$  与目标调制度  $K_{md\#}$  匹配，因此，转换器 12 的输出电压从而得以增加，直到控制模式从过调制 PWM 控制切换到正弦波 PWM 控制。

[0092] 在当前要求控制模式是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为是）并且在当前控制模式是矩形波电压控制时（S202 的结果为否，S204 的结果为否），在 S206，将开发者预先确定的预定值  $L1VpH$  设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。

[0093] 在当前要求控制模式不是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为否）并且在当前控制模式是正弦波 PWM 控制时（S212 的结果为是），在 S213，将大于 0.78 的预定值  $L2Sin$  设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。

[0094] 在当前要求控制模式不是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为否）并且在当前控制模式是过调制 PWM 控制时（S212 的结果为否，S214 的结果为是），在 S215，将大于 0.78 的预定值  $L20vm$  设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。预定值  $L20vm$  可以大于、小于或等于预定值  $L2Sin$ 。

[0095] 如上所述，由于在逆变器 14 的调制度  $K_{md}$  等于或大于 0.78 时控制模式被从 PWM 控制切换到矩形波控制，因此当大于 0.78 的预定值  $L20vm$  被设定为目标调制度  $K_{md\#}$  时，如图 10 所示，转换器 12 的输出电压快速降低，直到控制模式被从 PWM 控制切换到矩形波控制。

[0096] 在当前要求控制模式不是正弦波 PWM 控制时（S200 的结果为否）并且在当前控制模式是矩形波电压控制时（S212 的结果为否，S214 的结果为否），在 S216，将开发者预先确定的预定值  $L2VpH$  设定为目标调制度  $K_{md\#}$ 。

[0097] 下面参考图 11 描述在执行矩形波控制方式期间的控制框图。需要指出，如上所

述,在执行矩形波控制模式期间,调制度固定,因此不实施正如 PWM 控制中所包括的调制度的反馈控制。

[0098] 现在参考图 11,矩形波控制框 400 包括转换部 410、转矩估计部 420 和转矩反馈部 430。

[0099] 转换部 410 使用转子旋转角  $\theta$ ,通过坐标变换将 AC 电动机 M1 中流动的三相电动机电流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  转换为 d 轴和 q 轴上的两相电流  $i_d$ 、 $i_q$ ,并且输出所述两相电流。具体而言,从电流传感器 24 检测到的 V 相电流  $i_v$  和 W 相电流  $i_w$  计算 U 相电流  $i_u$  ( $i_u = -i_v - i_w$ )。根据旋转角传感器 25 检测到的旋转角  $\theta$ ,基于这些电流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  生成 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$ 。

[0100] 转矩估计部 420 根据定义预先确定的转矩与电流之间关系的映射,从 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$  估计 AC 电动机 M1 的实际转矩  $T_q$ 。

[0101] 转矩反馈部 430 接收相对于转矩指令值  $T_{qcom}$  的转矩偏差  $\Delta T_q$  ( $\Delta T_q = T_{qcom} - T_q$ ) 的输入。转矩反馈部 430 通过转矩偏差  $\Delta T_q$  的预定增益执行 PI 运算来求出控制偏差,并根据所求出的控制偏差设定矩形波电压的相位  $\phi_v$ 。具体而言,在产生正转矩 ( $T_{qcom} > 0$ ) 期间,当转矩不足时,电压相位提前,而当转矩过量时,电压相位延迟。在产生负转矩 ( $T_{qcom} < 0$ ) 期间,当转矩不足时,电压相位延迟,而当转矩过量时,电压相位提前。

[0102] 此外,转矩反馈部 430 根据设定的电压相位  $\phi_v$  产生各相  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  的电压指令值(矩形波脉冲),并且根据各相  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  的电压指令值产生开关控制信号 S3 至 S8。当逆变器 14 根据开关控制信号 S3 至 S8 执行开关操作时,施加根据电压相位  $\phi_v$  的矩形波脉冲作为电动机的各相电压。

[0103] 这样,在执行矩形波控制方式期间,可通过转矩(电力)的反馈控制执行电动机转矩控制。

[0104] 根据本发明的实施例的用于电动机驱动系统的控制装置 30 进一步包括必要电压计算部 510 和电流相位反馈部 520。

[0105] 必要电压计算部 510 从目标转矩(转矩指令值  $T_{qcom}$ )计算必要电压  $t_{VH}$  作为实现目标转矩(转矩指令值  $T_{qcom}$ )所必需的来自升压转换器 12 的输出电压。例如,必要电压计算部 510 根据具有预定目标调制度  $K_{md\#}$ 、目标转矩(转矩指令值  $T_{qcom}$ )和 AC 电动机 M1 的转速  $N_{mt}$  作为参数的映射计算必要电压  $t_{VH}$ 。更具体地说,例如,将通过参考所述映射从转矩指令值  $T_{qcom}$  和转速  $N_{mt}$  求出的电压  $V_r$  除以目标调制度  $K_{md\#}$  来计算必要电压  $t_{VH}$ 。电压  $V_r$  是被施加到 AC 电动机 M1 的电压(线电压的有效值)。

[0106] 电流相位反馈部 520 根据变换部 410 生成的 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$  计算系统电压  $V_H$  的修正值  $V_{Hhosei}$ 。电流相位反馈部 520 包括电压差计算部 522 和 PI 控制单元 524,如图 12 所示。电压差计算部 522 根据具有 d 轴电流  $i_d$  和 q 轴电流  $i_q$  作为参数的映射计算电压差  $\Delta V_H$ ,如图 13 所示。

[0107] 现在返回参考图 12,PI 控制单元 524 通过将电压差  $\Delta V_H$  及其积分值  $\int \Delta V_H$  分别乘以比例增益  $K_p$  和积分增益  $K_i$  来计算比例项  $K_p \Delta V_H$  和积分项  $K_i \int \Delta V_H$ 。PI 控制单元 524 计算这些比例项  $K_p \Delta V_H$  与积分项  $K_i \int \Delta V_H$  之和作为修正电压  $V_{Hhosei}$ 。

[0108] 现在返回参考图 11,必要电压  $t_{VH}$  与修正电压  $V_{Hhosei}$  之和作为电压指令值  $V_H\#$  输入到电压反馈部 550。电压反馈部 550 基于电压指令值  $V_H\#$  和当前系统电压  $V_H$  产生开关

控制信号 S1、S2,以便升压转换器 12 的输出电压达到电压指令值  $V_{Hcom}$ 。

[0109] 尽管详细地描述和示出了本发明,但是显然应该理解,这些仅用于说明和举例,并非旨在作为限制,本发明的范围由所附权利要求的各个权项解释。

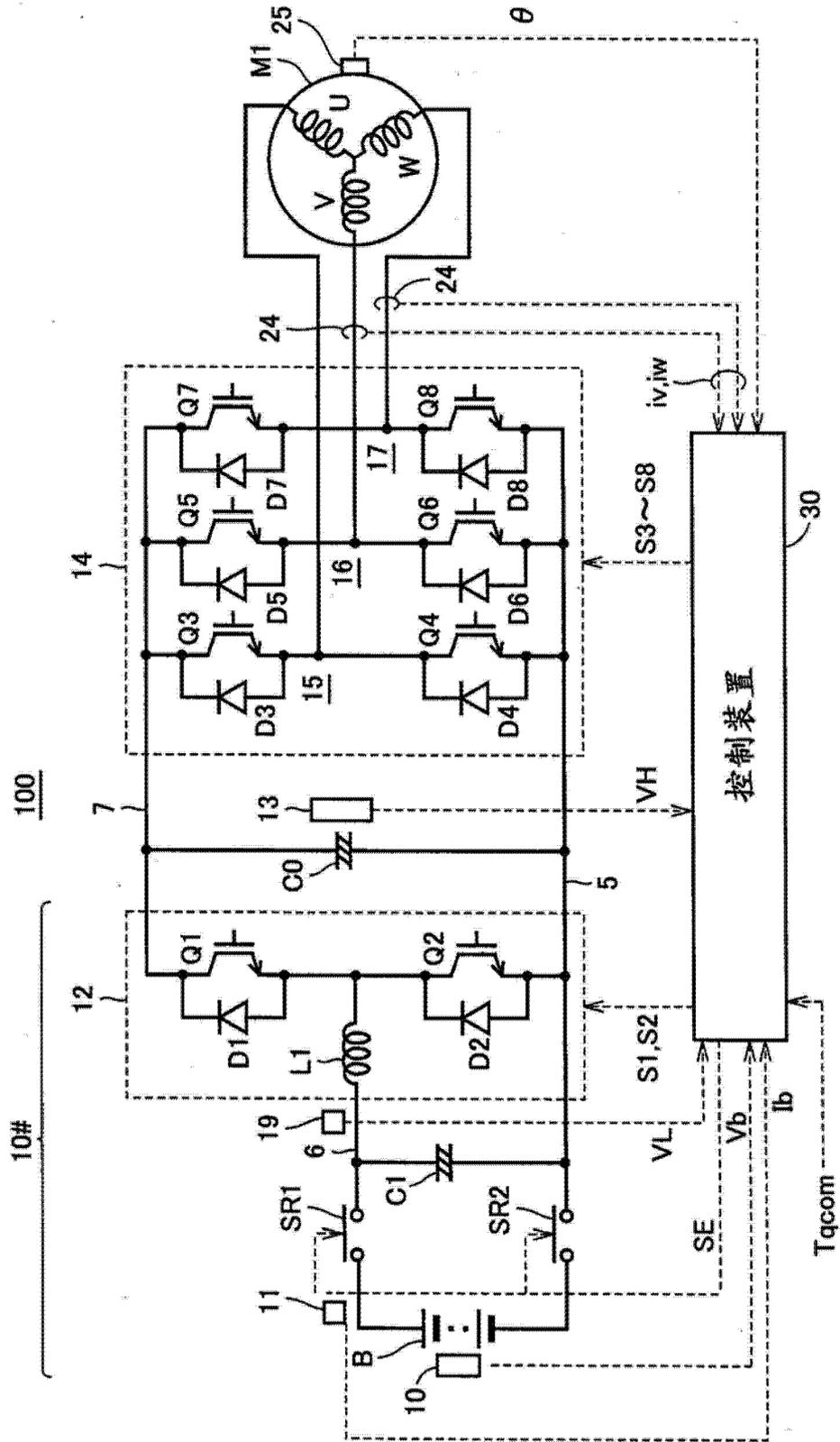


图 1

控制方式	正弦波 PWM	过调制 PWM	矩形波 (1 个脉冲)
逆变器的输出电压波形	基本波成分 	基本波成分 	基本波成分 
调制度	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特性	小转矩波动	中速区域中的输出提高	高速区域中的输出提高
相同电压·电流上的开关损耗	大	中	小

图 2

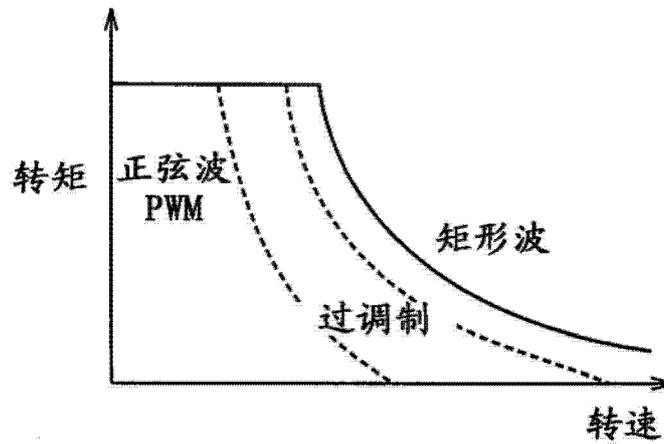


图 3

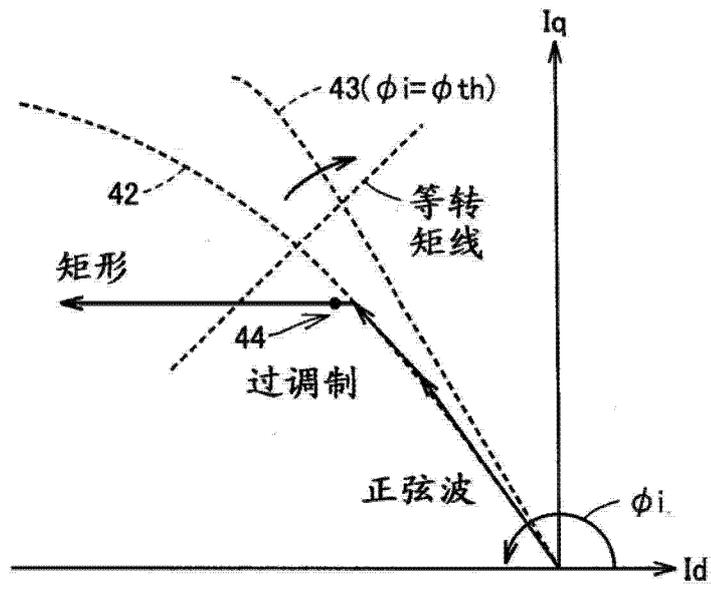


图 4

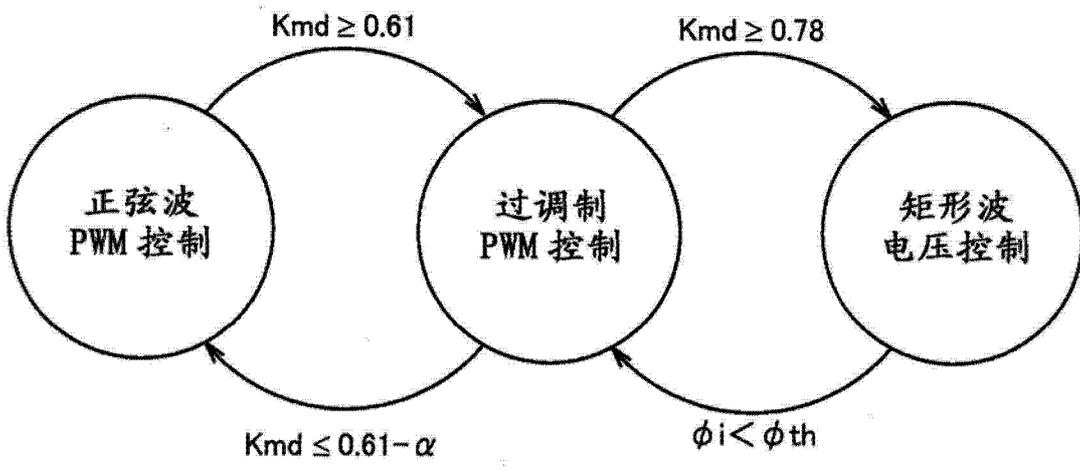


图 5

图 6A

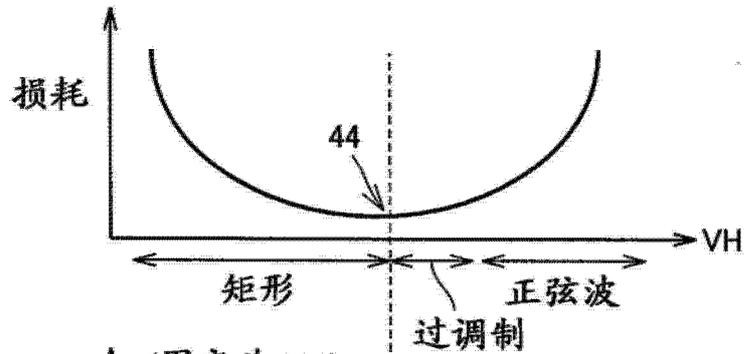


图 6B

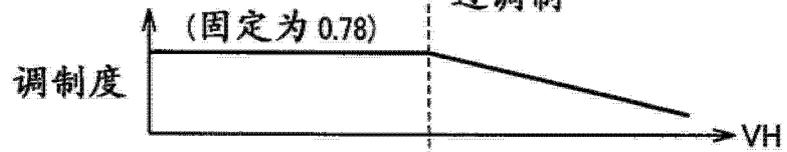
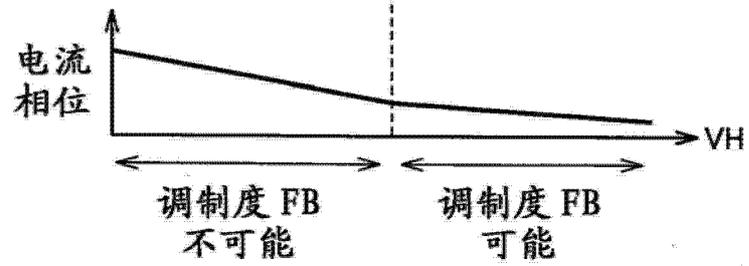


图 6C



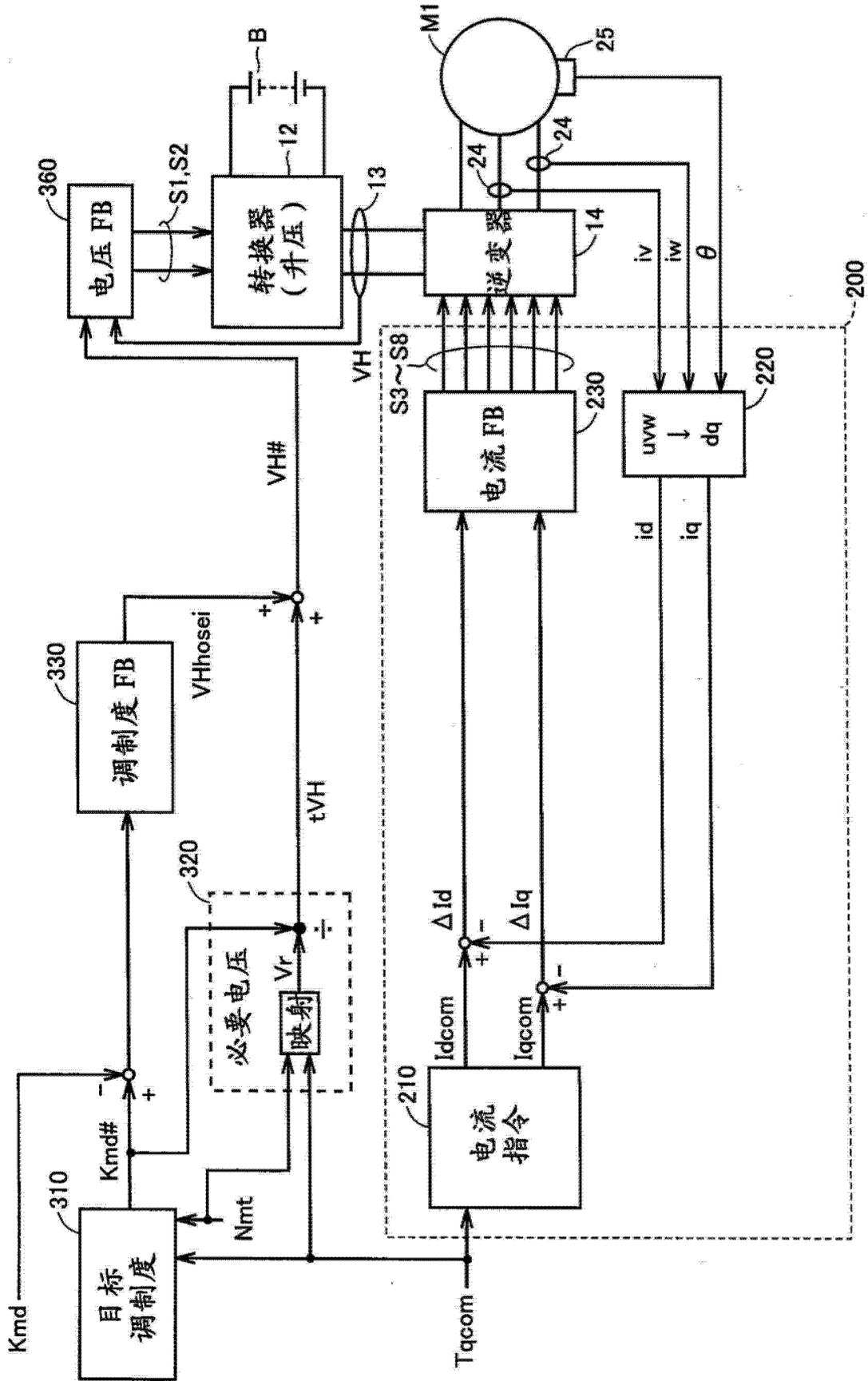


图 7

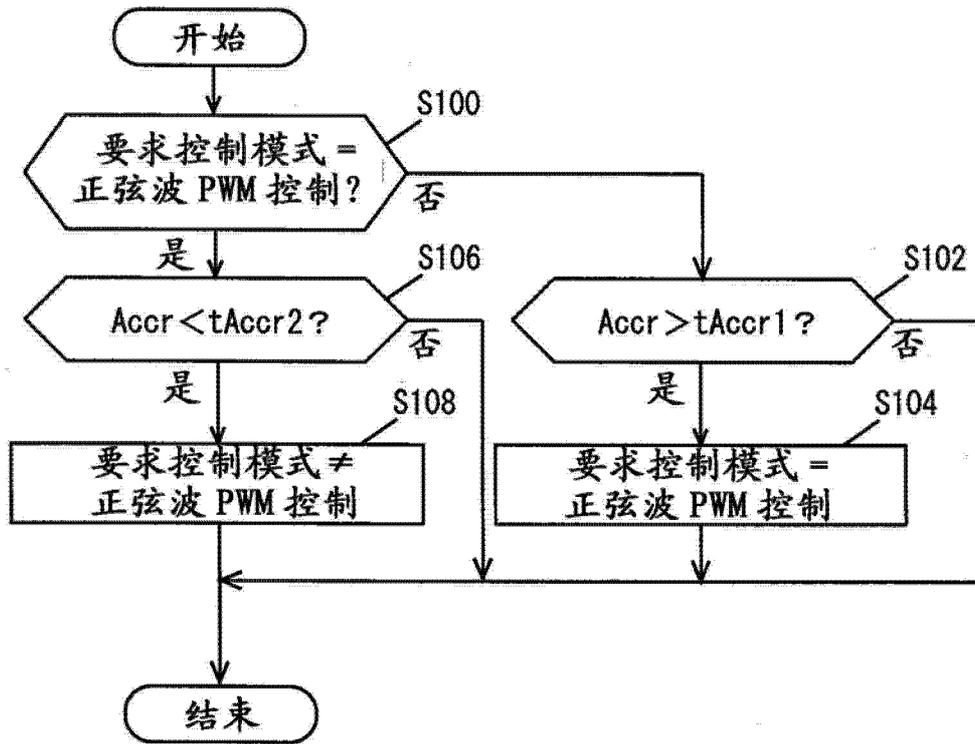


图 8

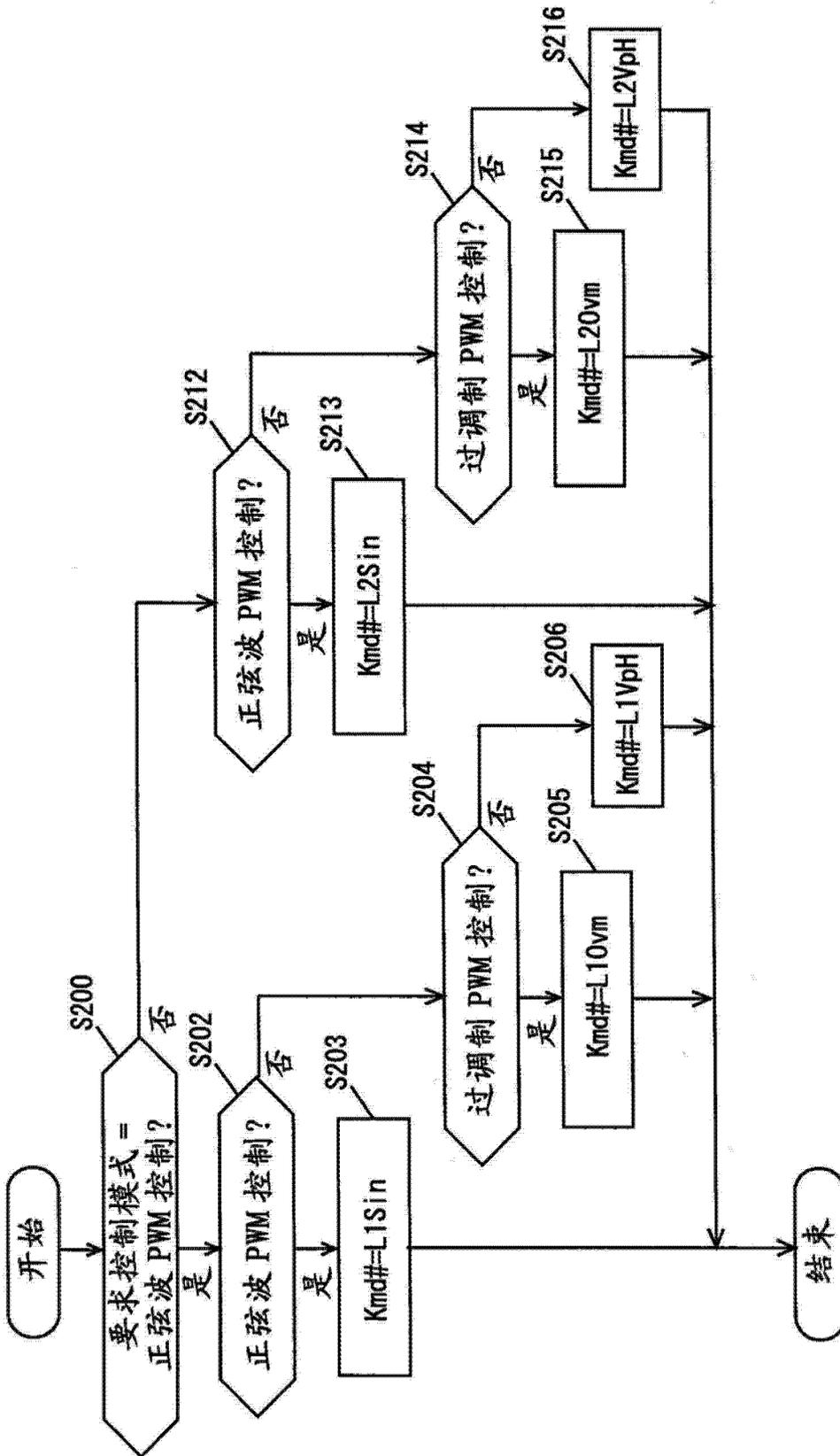


图 9

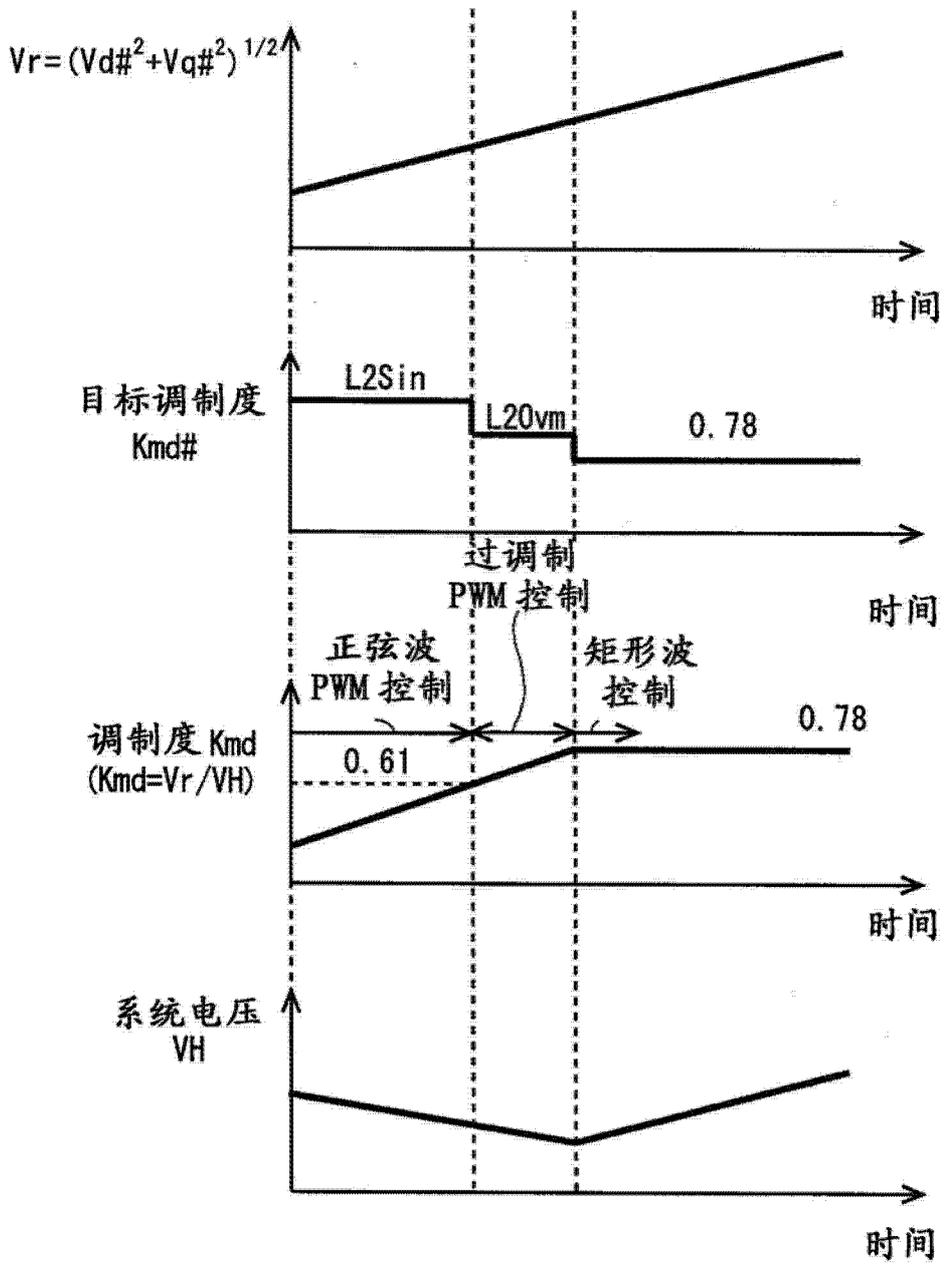


图 10

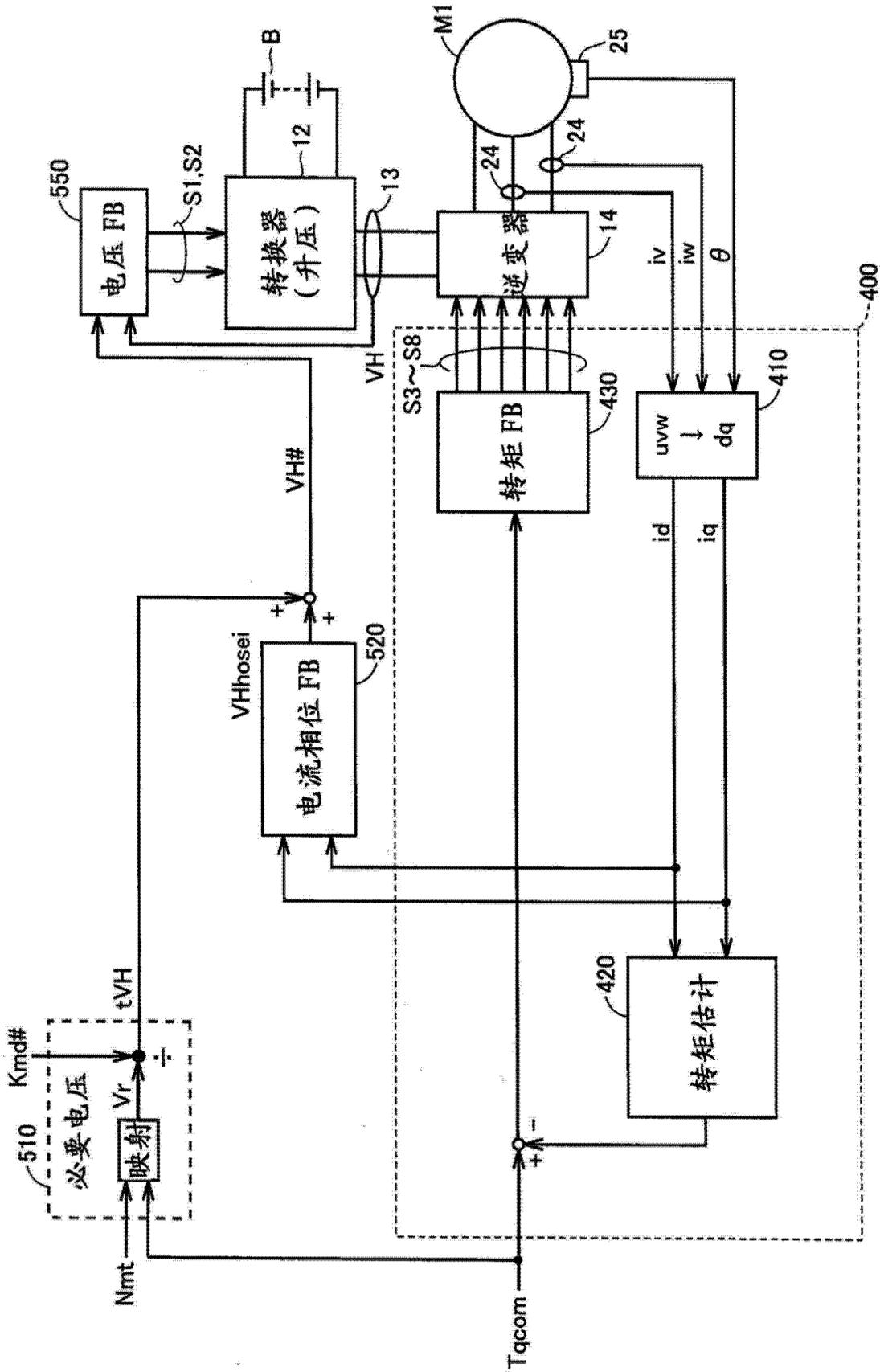


图 11

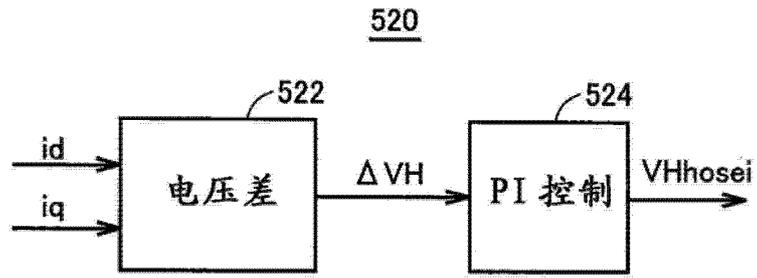


图 12

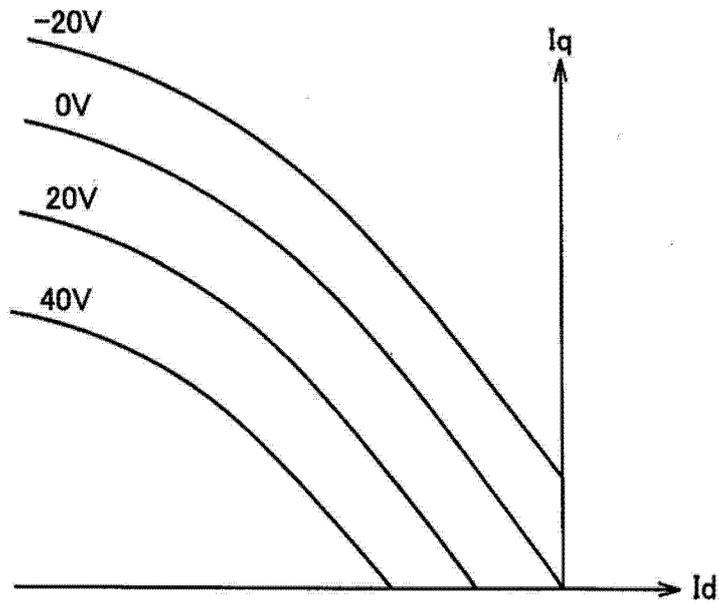


图 13