



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108702117 B

(45) 授权公告日 2021.05.28

(21) 申请号 201780012997.4

(73) 专利权人 株式会社电装

(22) 申请日 2017.02.22

地址 日本爱知县

(65) 同一申请的已公布的文献号

(72) 发明人 中井康裕

申请公布号 CN 108702117 A

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

(43) 申请公布日 2018.10.23

代理人 胡曼

(30) 优先权数据

(51) Int.CI.

2016-032899 2016.02.24 JP

H02P 21/22 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

审查员 贾贺帅

2018.08.23

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2017/006560 2017.02.22

(87) PCT国际申请的公布数据

W02017/146090 JA 2017.08.31

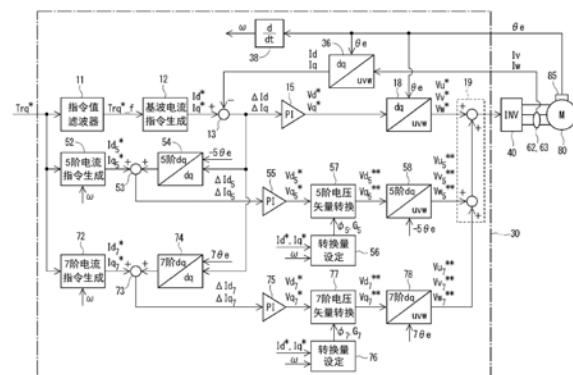
权利要求书1页 说明书11页 附图8页

## (54) 发明名称

交流电动机的控制装置

## (57) 摘要

电流控制器(30)通过基波电流控制和高阶电流控制,对驱动逆变器(40)的驱动信号进行运算。5阶/7阶电压指令运算部(55、75)通过使从实际电流抽出的5阶、7阶分量的高阶dq转换值与5阶和7阶dq轴电流指令值 $I_{d_k}^*$ 、 $I_{q_k}^*$ 一致的反馈控制,从而对5阶/7阶电压指令矢量 $V_{d_k}^*$ 、 $V_{q_k}^*$ 进行运算,k=5、7。5阶/7阶矢量转换部(57、77)对于由5阶/7阶电压指令运算部运算出的5阶/7阶电压指令矢量 $V_{d_k}^*$ 、 $V_{q_k}^*$ ,进行包括使高阶矢量旋转的旋转转换的高阶矢量转换处理,以使高阶dq坐标上的高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位一致。



1. 一种交流电动机的控制装置,其特征在于,包括:

逆变器(40),所述逆变器(40)将通过多个开关元件(41~46)的动作而转换的电力向多相的交流电动机(80)供给;以及

电流控制器(30),所述电流控制器(30)通过基波电流控制和高阶电流控制,运算出驱动所述逆变器的驱动信号,来对所述交流电动机的通电进行控制,所述基波电流控制使经过反馈的实际电流的1阶分量在dq坐标上与基波电流指令矢量一致,所述高阶电流控制使从经过反馈的所述实际电流抽出的1个以上的特定阶数的高阶分量在高阶dq坐标上与高阶电流指令矢量一致,

所述电流控制器具有:

高阶电压指令运算部(55、75),所述高阶电压指令运算部(55、75)通过使从所述实际电流抽出的所述特定阶数的高阶分量的高阶dq转换值与高阶dq轴电流指令值一致的反馈控制,从而运算出高阶电压指令矢量;以及

高阶矢量转换部(57、77),所述高阶矢量转换部(57、77)对于向所述高阶电压指令运算部输入的高阶电流矢量偏差或由所述高阶电压指令运算部运算出的所述高阶电压指令矢量,进行包括使高阶矢量旋转的旋转转换的高阶矢量转换处理,以使高阶dq坐标上的高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位一致。

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,

所述电流控制器具有转换量设定部(56、76),所述转换量设定部(56、76)根据基波电流指令值和所述交流电动机的转速,对所述高阶矢量转换处理中的转换量即所述旋转转换的旋转角进行设定。

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,

所述高阶矢量转换处理除了所述旋转转换以外,还包括将1倍以外的增益乘上所述高阶矢量的振幅的振幅转换。

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,

所述电流控制器具有转换量设定部(56、76),所述转换量设定部(56、76)根据基波电流指令值和所述交流电动机的转速,对所述高阶矢量转换处理中的转换量即所述旋转转换的旋转角和所述振幅转换的增益进行设定。

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,

所述多相的交流电动机是三相交流电动机,

作为所述特定阶数的高阶分量,所述电流控制器将 $6n \pm 1$ 阶的高阶分量抽出,n是自然数。

## 交流电动机的控制装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种交流电动机的控制技术,通过电流反馈控制,对多相交流电动机的通电进行控制。

### 背景技术

[0002] 已知多相交流电动机在矢量控制中,由于构成交流电动机的转子磁铁的励磁不均匀性、转子和定子的形状的原因,会有高阶分量叠加于相电流的基波分量。例如,专利文献1中公开的电动机控制装置通过高阶dq转换将实际电流的高阶分量直流化,对设定为0的高阶电流指令值进行反馈控制。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1:日本专利特许第3809783号公报

### 发明内容

[0006] 发明所要解决的技术问题

[0007] 专利文献1的“第一实施方式”中公开的电动机控制装置的高阶dq轴电流控制部对用于使高阶dq轴的实际电流 $i_{dh}$ 、 $i_{qh}$ 与电流指令值 $i_{dh}^*=0$ 、 $i_{qh}^*=0$ 一致的高阶dq轴电压指令值 $v_{dh}^*$ 、 $v_{qh}^*$ 进行运算。具体控制结构并未示出,但推测高阶dq轴电流控制部与基波电流控制相同,分别对d轴、q轴进行比例积分运算,并进行反馈控制。

[0008] 但是,一般,dq轴坐标上的电压矢量与电流矢量的相位不一致,存在相位差。当上述相位差变大时,根据交流电动机的结构、特性不同,存在电动机控制不稳定的情况。

[0009] 本发明的目的在于提供一种交流电动机的控制技术,使高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位一致,并使控制稳定。

[0010] 解决技术问题所采用的技术方案

[0011] 本发明的技术的一方式的交流电动机的控制装置包括:将通过多个开关元件(41~46)的动作而转换的电力向多相的交流电动机(80)供给的逆变器(40);以及对交流电动机的通电进行控制的电流控制器(30)。

[0012] 电流控制器通过“基波电流控制”和“高阶电流控制”,对驱动逆变器的驱动信号进行运算。“基波电流控制”是在dq坐标上,使经过反馈控制的实际电流的1阶分量与基波电流指令矢量一致的控制。“高阶电流控制”是在高阶dq坐标上,使从经过反馈控制的实际电流抽出的1个以上的特定阶数的高阶分量与高阶电流指令矢量一致的控制。

[0013] 电流控制器具有高阶电压指令运算部(55、75)以及高阶矢量转换部(57、77)。

[0014] 高阶电压指令运算部通过使从实际电流抽出的特定阶数的高阶分量的高阶dq转换值与高阶dq轴电流指令值一致的反馈控制,从而对高阶电压指令矢量进行运算。

[0015] 高阶矢量转换部执行包括使高阶矢量旋转的“旋转转换”的“高阶矢量转换处理”。具体而言,高阶矢量转换部对于向高阶电压指令运算部输入的高阶电流矢量偏差或由高阶

电压指令运算部运算出的高阶电压指令矢量,使高阶矢量旋转,以使高阶dq坐标上的高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位一致。

[0016] 这样,高阶矢量转换部对高阶电流矢量或高阶电压指令矢量执行高阶矢量转换处理。藉此,本发明的控制装置能使电动机控制稳定。

[0017] 另外,除了旋转转换以外,高阶矢量转换处理也可以包括将1倍以外的增益乘上高阶矢量的振幅的“振幅转换”。

[0018] 此外,电流控制器还具有转换量设定部(56、76),上述转换量设定部(56、76)根据基波电流指令值和交流电动机的转速,对高阶矢量转换处理中的转换量即旋转转换的旋转角和振幅转换的增益进行设定。

[0019] 这样,电流控制器根据电流值、转速等交流电动机的动作状态,对旋转转换的旋转角和振幅转换的增益进行设定。藉此,本发明的控制装置的反馈控制的响应性与动作点无关,可以是恒定的。

## 附图说明

[0020] 图1是表示应用有第一实施方式的交流电动机的控制装置的电动发电机驱动系统的概略的结构图。

[0021] 图2是电流控制器的控制块图。

[0022] 图3是表示基波电流控制处理的概略的流程图。

[0023] 图4是表示关于基波的固定坐标系和dq坐标系的关系的图。

[0024] 图5是表示关于相电流(-5)阶分量的固定坐标系和dq坐标系的关系的图。

[0025] 图6是对dq转换和高阶dq转换进行说明的控制块图。

[0026] 图7A是对通过指令值滤波器的转矩指令值的平滑处理进行说明的图。

[0027] 图7B是表示实际转矩和滤波处理前后的转矩指令值的频谱的示意图。

[0028] 图8A是表示电压矢量和电流矢量之间的相位差的图。

[0029] 图8B是在高阶矢量转换处理中,仅进行旋转转换时的示意图。

[0030] 图8C是在高阶矢量转换处理中,同时进行旋转转换和振幅转换时的示意图。

## 具体实施方式

[0031] 以下,基于附图,对本发明的一个方式即交流电动机的控制装置的实施方式进行说明。实施方式中的交流电动机的控制装置是在对混合动力车、电动车的动力源即电动发电机(以下,称作“MG”)进行驱动的系统(以下,称作“MG驱动系统”)中,对三相交流电动机即MG的通电进行控制的装置。另外,实施方式中的“MG”和“MG控制装置”相当于权利要求书中记载的“多相交流电动机”和“交流电动机的控制装置”。

[0032] (第一实施方式)

[0033] (系统结构)

[0034] 参照图1,对本实施方式的MG驱动系统整体的结构进行说明。在图1中,例示了包括一个MG的系统。装设于混合动力车的MG驱动系统99通过逆变器40将能进行充电和放电的充电电池即电池25的直流电转换为三相交流电。MG驱动系统99向MG80供给三相交流电来驱动MG80。MG驱动系统99的MG控制装置10包括电流控制器30和逆变器40。

[0035] 另外,本实施方式的MG控制装置10也可以应用于包括两个以上MG的MG驱动系统。

[0036] 逆变器40的上下桥臂的六个开关元件41～46进行电桥连接。具体而言,开关元件41、42、43分别是U相、V相、W相的上桥臂的开关元件。开关元件44、45、46分别是U相、V相、W相的下桥臂的开关元件。开关元件41～46例如由IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor: 绝缘栅双极型晶体管) 构成,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。

[0037] 逆变器40根据来自电流控制器30的PWM信号UU、UL、VU、VL、WU、WL,使开关元件41～46动作,从而将直流电转换为三相交流电。逆变器40将与电流控制器30运算出的电压指令对应的相电压Vu、Vv、Vw施加于MG80的各相绕组81、82、83。

[0038] 在逆变器40的输入部,设置有将输入电压平滑化的平滑电容47。输入电压传感器48对逆变器输入电压Vinv进行检测。另外,在电池25与逆变器40之间,也可以设置升压转换器。

[0039] MG80是例如永磁体式同步型的三相交流电动机。在本实施方式中,MG80装设于包括发动机91的混合动力车。MG80兼具作为电动机的功能和作为发电机的功能。具体而言,MG80具有产生驱动驱动轮95的转矩的、作为电动机的功能。MG80具有通过发电将从发动机91、驱动轮95传递的转矩能量回收的、作为发电机的功能。此外,MG80例如通过变速器等的齿轮93与车轴94连接。MG80产生的转矩通过齿轮93而使车轴94旋转。藉此,驱动轮95驱动。

[0040] 在与MG80的三相绕组81、82、83中的、两相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的示例表示的实施方式中,在与V相绕组82和W相绕组83连接的电流路径上,设置有分别对相电流Iv、Iw进行检测的电流传感器62、63。藉此,在本实施方式中,基于基尔霍夫定律,对U相电流Iu进行推断。另外,电流检测方法可以对任意两相的电流进行检测。作为其它方法,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方法。

[0041] 与MG80的转子位置对应的电角度 $\theta_e$ 例如由解析器等位置传感器85来检测。

[0042] 转矩指令生成器20生成MG80的转矩指令值Trq\*。在本实施方式中,基于各种输入信号,综合地判断车辆的运转状态,仅示出控制车辆的驱动的车辆控制电流中的、转矩指令生成的功能部。另外,在本实施方式中,省略与车辆控制电路的其它功能部、电池25和发动机91相关的控制电路等的图示和说明。

[0043] 电流控制器30获取上述各传感器检测出的逆变器输入电压Vinv、相电流Iv、Iw、电角度 $\theta_e$ 。此外,从上位控制电路即转矩指令生成器20向电流控制器30输入有转矩指令值Trq\*。电流控制器30基于上述信息,作为驱动逆变器40的驱动信号,对PWM信号UU、UL、VU、VL、WU、WL进行运算。逆变器40根据PWM信号UU、UL、VU、VL、WU、WL,使开关元件41～46动作,从而对电力进行转换。此外,逆变器40将与电流控制器30的指令对应的电力向MG80输出。

[0044] 另外,驱动逆变器40的驱动信号并不局限于PWM信号。驱动信号例如可以采用脉冲波形等的信号。但是,在向MG80通电的电流中,较为理想的是尽可能不含高阶分量。

[0045] 然而,在MG80的通电控制中,由于构成MG80的转子磁铁的励磁不均匀性、转子和定子的形状等原因,导致会有高阶分量与相电流的基波分量叠加。其结果是,损失、NV特性(噪声、振动的特性)根据高阶分量与基波的比率而受到影响。

[0046] 尤其是,在与损失、NV特性相关的要求严格混合动力车等的MG驱动系统99中,要

求将特定阶数的高阶电流控制成所期望的值。在此,根据反映车辆的运转状况的动作点、车辆的要求特性等,存在要求所期望的值为0的情况。此外,也存在较为理想的是将所期望的值设定为0以外的规定值的情况。

[0047] 在专利文献1(日本专利特许第3809783号公报)中,公开了一种电动机控制装置,通过高阶dq转换将实际电流的高阶分量直流化,对设定为0的高阶电流指令值进行反馈控制。

[0048] 本实施方式的MG控制装置10包括用于解决专利文献1的公开技术中的技术问题的电流控制器30。以下,对本实施方式的电流控制器30的结构进行详细说明。

[0049] (电流控制器的结构、作用)

[0050] 参照图2~图8,对本实施方式的电流控制器30的结构和作用进行说明。

[0051] 电流控制器30由微型计算机等构成,包括CPU、ROM、I/O以及将上述元件连接的母线等。电流控制器30执行以下控制:使CPU执行预先存储于ROM等的程序的控制(软件处理的控制);以及专用的电子电路的控制(硬件处理的控制)。

[0052] 在图2中,对电流控制器30的控制块进行了例示。电流控制器30具有基波电流控制系统的控制块和高阶电流控制系统的控制块。“基波电流控制”是在dq坐标上,使经过反馈控制的实际电流的1阶分量与基波电流指令矢量一致的控制。“高阶电流控制”是在高阶dq坐标上,使从经过反馈控制的实际电流抽出的1个以上的特定阶数的高阶分量与高阶电流指令矢量一致的控制。

[0053] 在驱动对象是三相交流电动机的本实施方式中,示出了特定阶数是5阶和7阶的例子。因此,高阶电流控制系统的控制块还被分成5阶电流控制系统和7阶电流控制系统的各控制块。另外,相电流5阶分量是相对于相电流1阶分量,具有五倍的频率的分量。相电流7阶分量是相对于相电流1阶分量,具有七倍的频率的分量。

[0054] 对于各控制块的参照符号,采用两位数字。具体而言,参照符号中,关于两位数的第二位,基波电流控制系统中是“1”,5阶电流控制系统中是“5”,7阶电流控制系统中是“7”,第一位与各自的编号对应。

[0055] 除此以外,对来自电流传感器62、63以及位置传感器85的反馈信息进行处理的各控制块的参照符号的两位数的第二位是“3”。其中,先对上述各控制系中不含的微分器38进行说明。微分器38对位置传感器85检测出的电角度 $\theta_e$ 进行时间微分,从而算出电角速度 $\omega$  (deg/s)。将比例定数乘以电角速度 $\omega$ 而换算出转速N (rpm)。因此,在本说明书中,省略“将电角速度 $\omega$ 换算成转速”而表示为“转速 $\omega$ ”。

[0056] 以下,关于各控制块,先对整体的概要进行说明,然后,对特征部分进行详细说明。

[0057] 首先,对涉及基波电流控制的结构进行说明。

[0058] 基波电流控制系统的控制块具有指令值滤波器11、基波电流指令生成部12、基波电流偏差计算部13、基波电压指令运算部15、三相转换部18、高阶电压分量叠加部19以及实际电流dq转换部36。

[0059] 指令值滤波器11是1阶滞后滤波器。指令值滤波器11对从转矩指令生成器20获取的转矩指令值 $Trq^*$ 进行滤波处理。关于滤波处理的技术含义,后述进行详述。

[0060] 基波电流指令生成部12基于经过指令值滤波器11处理的滤波处理后的转矩指令值 $Trq^*_{-f}$ ,生成dq坐标中的基波电流指令值 $Id^*, Iq^*$ 。电流指令值生成处理例如可以参照

预先存储于存储介质的图表(带对应关系的数据)来进行,也可以采用规定的数学式等来进行运算。5阶和7阶的各高阶电流指令生成处理也是同样的。

[0061] 以下,关于dq轴坐标中的电流或电压,存在用“电流值或电压值”表示的情况,以及用“电流矢量或电压矢量”表示的情况。原则是:在用“值”表示的情况下,分别关注标量即d轴电流值(或电压值)以及标量即q轴电流值(或电压值)。另一方面,在用“矢量”表示的情况下,关注坐标上确定了振幅和相位的矢量。尤其是,在高阶电流控制的高阶矢量转换处理中,为了提及相位而使用“矢量”。

[0062] 原本,在以矢量控制为基础的电流控制器30的说明中,考虑关于所有的dq轴电流或dq轴电压使用“矢量”较好。然而,在本说明书中,为了避免描述冗长,除了明显使用“矢量”更为恰当的情况以外,使用“值”。

[0063] 实际电流dq转换部36基于位置传感器85检测出的电角度 $\theta_e$ ,将电流传感器62、63检测出的固定坐标系的相电流 $I_v$ 、 $I_w$ 坐标转换为旋转坐标系的dq轴电流 $I_d$ 、 $I_q$ 。上述dq轴电流 $I_d$ 、 $I_q$ 作为实际对MG80通电的实际电流,被反馈至基波电流偏差计算部13。

[0064] 在此,相电流 $I_v$ 、 $I_w$ 在相电流1阶分量上,叠加有相电流5阶分量、相电流7阶分量等高阶分量。严格来说,除了5阶和7阶以外,存在叠加有11阶、13阶、17阶、19阶等的 $(6n \pm 1)$ 阶分量( $n$ 是自然数)的可能性。在本实施方式中,为了使说明便于理解,省略11阶以上的分量,仅对相电流5阶分量和相电流7阶分量进行说明。通过dq转换,将上述相电流5阶分量和相电流7阶分量转换为dq轴电流6阶分量。

[0065] 另外,在后述的说明中,对负的阶数进行定义,使用“相电流(-5)阶”、“dq轴(-6)阶”等表现方式。另一方面,在此,不区分阶数的正负,用绝对值进行表示。

[0066] 基波电流偏差计算部13对基波电流指令生成部12生成的基波电流指令值 $I_d^*$ 、 $I_q^*$ 与从实际电流dq转换部36反馈的实际电流 $I_d$ 、 $I_q$ 的差值即基波电流偏差 $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_q$ 进行计算。如后所述,认为基波电流偏差 $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_q$ 相当于dq坐标系的6阶分量。

[0067] 基波电压指令运算部15例如由PI控制器构成。基波电压指令运算部15以分别使基波电流偏差 $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_q$ 收敛到0的方式,通过PI控制运算对基波的dq轴电压指令值 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ 进行运算。

[0068] 三相转换部18基于电角度 $\theta_e$ ,将基波的dq轴电压指令值 $V_d^*$ 、 $V_q^*$ 坐标转换成三相电压指令值 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 。以下,将三相电压指令值“ $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ ”表示为“ $V_{uvw}^*$ ”。同样地,用“ $V_{uvw}_5^{**}$ 、 $V_{uvw}_7^{**}$ ”表示高阶三相电压指令值。

[0069] 高阶电压分量叠加部19将经过5阶和7阶的电流控制系统的各控制块算出的5阶和7阶的三相电压指令值 $V_{uvw}_5^{**}$ 、 $V_{uvw}_7^{**}$ 叠加于基波的三相电压指令值 $V_{uvw}^*$ 。在图2中,为了便于图示,示出了先将5阶的三相电压指令值 $V_{uvw}_5^{**}$ 和7阶的三相电压指令值 $V_{uvw}_7^{**}$ 相加,然后再加到基波的三相电压指令值 $V_{uvw}^*$ 的例子。也就是说,在图2中,记载了以两个阶段将三相电压指令值相加的例子。另外,关于相加方法,并不局限于此。作为其它相加方法,也可以不考虑相加的顺序,而以一个阶段进行相加。

[0070] 在图2中,省略了高阶电压分量叠加部19与逆变器40之间的控制块。在它们之间,设置有电压占空比转换部和PWM信号生成部。

[0071] 电压占空比转换部将基波的三相电压指令值 $V_{uvw}^*$ 转换为指令占空比。在上述转换的运算中,使用逆变器输入电压 $V_{inv}$ 的信息。PWM信号生成部通过基于指令占空比的PWM

调制,算出PWM信号UU、UL、VU、VL、WU、WL,并向逆变器40输出。另外,由于PWM控制是公知技术,因此,详细说明省略。

[0072] 在图3中,例示了通过基波电流控制系统的控制块执行的基波电流控制处理的概略流程。另外,流程图中的标记“S”表示处理工序(步骤)。

[0073] 指令值滤波器11进行转矩指令滤波处理(步骤S1)。

[0074] 基波电流指令生成部12基于滤波处理后的转矩指令值 $Trq^*_{-f}$ ,进行dq坐标中的基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ 的生成处理(步骤S2)。

[0075] 实际电流dq转换部36和基波电流偏差计算部13对基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ 进行电流反馈处理。接着,基波电压指令运算部15对基波的dq轴电压指令值 $Vd^*$ 、 $Vq^*$ 进行运算(步骤S3)。

[0076] 三相转换部18对基波的dq轴电压指令值 $Vd^*$ 、 $Vq^*$ 进行坐标转换,并进行相电压计算处理(步骤S4)。

[0077] PWM信号生成部进行PWM调制(步骤S5)。

[0078] 接着,对涉及高阶电流控制的结构进行说明。

[0079] 5阶电流控制系统的控制块具有5阶电流指令生成部52、5阶电流偏差计算部53、5阶dq转换部54、5阶电压指令运算部55、转换量设定部56、5阶电压矢量转换部57以及三相转换部58。

[0080] 5阶电流指令生成部52根据转矩指令值 $Trq^*$ 和MG80的转速 $\omega$ ,参照图表(带有对应关系的数据)等,从而生成5阶dq轴电流指令值 $Id_5^*$ 、 $Iq_5^*$ 。如上所述,根据系统要求的损失、NV特性,5阶电流的期望值可以设定为“ $Id_5^*=0$ 、 $Iq_5^*=0$ ”,也可以设定为0以外的目标值。

[0081] 5阶dq转换部54基于电角度 $\theta_e$ 的(-5)倍角即“-50e”,将基波电流偏差 $\Delta Id$ 、 $\Delta Iq$ (dq坐标系的6阶分量)高阶dq转换到高阶dq坐标系即5阶dq坐标系。藉此,5阶dq转换部54将实际电流中含有的相电流5阶分量抽出。以下,用固定坐标系的阶数的绝对值来表示“5阶dq转换”等的阶数。“-50e”的负的符号的含义请见后述。

[0082] 5阶电流偏差计算部53对5阶电流指令生成部52生成的5阶dq轴电流指令值 $Id_5^*$ 、 $Iq_5^*$ 与经过5阶dq转换部54高阶dq转换的5阶dq转换值的差值即5阶电流偏差 $\Delta Id_5$ 、 $\Delta Iq_5$ 进行计算。

[0083] 在此,来自基波电流偏差计算部13的输出中反映了使实际电流值 $Id$ 、 $Iq$ 为负而算出的值。因此,从5阶dq转换部54向5阶电流偏差计算部53的输入由正号表示,减去了负数。

[0084] 5阶电压指令运算部55例如由PI控制器构成。5阶电压指令运算部55以分别使5阶电流偏差 $\Delta Id_5$ 、 $\Delta Iq_5$ 收敛到0的方式,通过PI控制运算对5阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 进行运算。

[0085] 5阶电压矢量转换部57在5阶dq坐标上,对5阶电压指令运算部55算出的5阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 执行“高阶矢量转换处理”。5阶电压矢量转换部57将转换后的5阶dq轴电压指令矢量 $Vd_5^{**}$ 、 $Vq_5^{**}$ 输出。

[0086] 在高阶矢量转换处理中,至少包含:使5阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 的相位随着规定的旋转角 $\Phi_5$ 旋转的“旋转转换”。旋转转换的旋转角 $\Phi_5$ 不包括 $2n\pi$ (n是整数)(rad)。

[0087] 此外,高阶矢量转换处理中也可以含有将1倍以外的增益G5乘以5阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 的振幅的“振幅转换”。换言之,在高阶矢量转换处理中,增益G5为1倍的情况是不

含振幅转换、仅进行旋转转换的处理。

[0088] 高阶矢量转换处理的转换量即旋转转换的旋转角 $\Phi_5$ 以及振幅转换的增益 $G_5$ 由转换量设定部56设定。在本实施方式中,转换量设定部56根据基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ 以及转速 $\omega$ ,对旋转转换的旋转角 $\Phi_5$ 以及振幅转换的增益 $G_5$ 进行设定。

[0089] 关于高阶矢量转换处理的技术含义,后述进行详述。

[0090] 三相转换部58基于电角度 $\theta_e$ 的(-5)倍角即“-5 $\theta_e$ ”,将高阶矢量转换处理后的dq轴电压指令值 $Vd_5^{**}$ 、 $Vq_5^{**}$ 坐标转换成三相电压指令值 $Vuvw_5^{**}$ 。5阶的三相电压指令值 $Vuvw_5^{**}$ 通过高阶电压分量叠加部19与基波的三相电压指令值 $Vuvw^*$ 叠加。

[0091] 7阶电流控制系统的控制块具有7阶电流指令生成部72、7阶电流偏差计算部73、7阶dq转换部74、7阶电压指令运算部75、转换量设定部76、7阶电压矢量转换部77以及三相转换部78。各控制块的结构与5阶电流控制系统相同。作为应关注的点,7阶dq转换部74基于电角度 $\theta_e$ 的7倍角即“7 $\theta_e$ ”,将基波电流偏差 $\Delta Id$ 、 $\Delta Iq$ 高阶dq转换到7阶dq坐标系。藉此,7阶dq转换部74将实际电流中含有的相电流7阶分量抽出。由于其它点与5阶电流控制系统相同,因此,省略其说明。

[0092] 接着,参照图4~图6,对本实施方式的基波和高阶电流控制的基础事项进行说明。

[0093] 相电流k阶分量的从固定坐标系向dq坐标系的dq转换由式(1)表示。式(1)中的“ $\Phi_{dk}$ ”表示dq坐标中的k阶分量矢量的、以d轴为基准的相位。此外,“ $I_{rk}$ ”表示k阶分量的电流矢量的振幅。

[0094] (数学式1)

$$\begin{aligned}
 [0095] \begin{bmatrix} I_{dk} \\ I_{qk} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left( \theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left( \theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \\ -\sin \theta_e & -\sin \left( \theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) & -\sin \left( \theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} I_{rk} \cos(k\theta_e + \phi_{dk}) \\ I_{rk} \cos \left( k\theta_e - \frac{2}{3}\pi + \phi_{dk} \right) \\ I_{rk} \cos \left( k\theta_e + \frac{2}{3}\pi + \phi_{dk} \right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} I_{rk} \cos \{(k-1)\theta_e + \phi_{dk}\} \\ I_{rk} \sin \{(k-1)\theta_e + \phi_{dk}\} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (1)
 \end{aligned}$$

[0096] 表1中,基于式(1),表示了固定坐标系中的阶数与dq坐标系中的阶数之间的对应关系。

[0097] (表1)

	固定坐标系	dq坐标系
1阶		直流
-5阶		-6阶
7阶		6阶
K阶		(k-1)阶

[0099] 在此,除了1阶以外的阶数k由式(2.1)表示。在式(2.1)中,n=0的情况相当于1阶(基波)。此外,n=1的情况相当于(-5)阶和7阶。

[0100]  $k = 1 \pm 6n$  (n是自然数) • • • (2.1)

[0101] 此外,在不区分阶数的正负的情况下,k的绝对值由式(2.2)表示。

- [0102]  $|k| = |1 \pm 6n| = 6n \pm 1$  (n是自然数) • • • (2.2)
- [0103] 表1中的负的阶数的含义如下所述。
- [0104] 在固定坐标系中,当三相的相序与基波相反时,阶数为负。例如,当基波的相序是UVW时,相序为UWV的高阶分量的阶数用负号表示。
- [0105] 在dq坐标系中,当高阶分量的旋转方向为逆时针方向(左旋转)时,阶数为正,顺时针(右旋转)方向时,阶数为负。
- [0106] 一般而言,dq坐标系的( $k-1$ )阶对应固定坐标系的k阶。具体而言,固定坐标系的(-5)阶与dq坐标系的(-6)阶对应,固定坐标系的7阶与dq坐标系的6阶对应。因此,相电流(-5)阶分量和相电流7阶分量有利于在三相交流电动机中进行转矩6阶变动。
- [0107] 此外,与式(1)中的“ $\cos(k\theta_e)$ 项”对应,在图2中,向5阶dq转换部54以及三相转换部58输入的角度是“ $-5\theta_e$ ”。
- [0108] 在图4中,关于基波,例示了固定坐标系与dq坐标系的关系。固定坐标系中的基波的相序是UVW的顺序。
- [0109] 设dq轴电流矢量的振幅为 $I_{r1}$ ,相电流的振幅表示为 $\{\sqrt{(2/3)}\} I_{r1}$ 。此外,当以固定坐标中的电角度 $0^\circ$ 为基准时,dq轴电流矢量的相位 $\phi_{d1}$ 例如相当于U相电流最大的相位。
- [0110] 在图5中,关于相电流(-5)阶分量,例示了固定坐标系与5阶dq坐标系的关系。由于固定坐标系的相序是与基波相反的UVW,因此,用负的阶数表示。
- [0111] 5阶dq轴电流矢量以1阶dq轴电流矢量的终点为中心,每电周期在5阶坐标上顺时针旋转6次。设与旋转半径相当的、dq轴电流矢量的振幅为 $I_{r5}$ ,相电流(-5)阶分量的振幅表示为 $\{\sqrt{(2/3)}\} I_{r5}$ 。
- [0112] 此外,5阶dq轴电流矢量的相位表示为“ $-60\theta_e + \phi_{d5}$ ”。当以固定坐标中的电角度 $0^\circ$ 为基准时,相位 $\phi_{d5}$ 例如相当于U相电流最大的相位。
- [0113] 与相电流叠加的高阶分量在dq转换后,作为与阶数对应的交流分量,出现在dq轴电流中。高阶dq转换是将叠加于相电流的高阶分量直流化并控制成所期望的值的方法。
- [0114] 如图6所示,在本实施方式中,暂时将固定坐标系的相电流转换为dq坐标系后,转换为高阶dq坐标系。图6相当于将图2所示的与dq转换和高阶dq转换相关的控制块提取出的图。另外,为了便于说明,基波电流偏差计算部13中的“+/-”的符号与图2中的记载相反。
- [0115] 与图6对应的、“固定坐标系→dq坐标系→高阶dq坐标系”的转换式由式(3)来表示。
- [0116] (数学式2)

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_{dk} \\ I_{qk} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(k-1)\theta_e & \sin(k-1)\theta_e \\ -\sin(k-1)\theta_e & \cos(k-1)\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rk} \cos\{(k-1)\theta_e + \phi_{dk}\} \\ I_{rk} \sin\{(k-1)\theta_e + \phi_{dk}\} \end{bmatrix} \\
 &= I_{rk} \begin{bmatrix} \cos \phi_{dk} \\ \sin \phi_{dk} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (3)
 \end{aligned}$$

- [0118] 在图6中,在原始信号即相电流中,在基波上叠加有高阶分量。基波通过实际电流dq转换部36而直流化。基波电流偏差计算部13将基波电流指令值 $I_{d*}$ 、 $I_{q*}$ 从dq转换后的实际电流中去除。藉此,使交流的高阶分量留下。在高阶dq转换部(5阶dq转换部、7阶dq转换部)54、74中,对交流的高阶分量进行高阶dq转换并直流化。

[0119] 以上是关于基波和高阶电流控制的基础事项的说明。这样,在本实施方式中,通过高阶dq转换,将特定阶数的高阶分量直流化。藉此,本实施方式的电流控制器30对各阶数的高阶电流指令值进行反馈控制。

[0120] 接着,参照图7A和图7B,对使用了本实施方式的指令值滤波器11的滤波处理的技术含义进行说明。

[0121] 如图7A所示,一般,在电动机控制中,将转矩指令生成器20的运算周期Tc\_trq设定得比电流控制器30的运算周期Tc\_I长。因此,运算出的转矩指令台阶状地被输入至以相对短的周期运算的电流控制器30。此外,电流控制器30的响应性(电流控制的运算周期)比转矩指令的运算周期快。因此,若电流控制器30将来自转矩指令生成器20的输入(输入的转矩指令)直接用于控制,则从MG80会阶梯状地输出实际转矩。其结果是,例如在应用于混合动力车的情况下,存在对驾驶性能造成影响的可能。

[0122] 因此,在本实施方式中,通过电流控制器30的指令值滤波器11,进行使转矩指令值Trq\*的响应平滑的滤波处理。即,本实施方式的电流控制器30进行“平滑处理”。

[0123] 如图7B所示,滤波处理前的转矩指令值Trq\*的频谱在所有频率范围内包含高频分量。另一方面,通过指令值滤波器11进行滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f的频谱将滤波处理前的转矩指令值Trq\*中含有的高频分量去除了。尽管因电流响应会存在稍许的误差,但滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f的频谱与实际转矩的频谱接近。

[0124] 另外,在图7B中,用实线框例示实际转矩的频谱范围的示意,用虚线框例示滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f的频谱范围的示意。上述框表示主要的频谱存在于框内的范围。

[0125] 这样,在本实施方式中,滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f的频谱主要含有一阶分量,不含5阶以上的高频分量。因此,本实施方式的电流控制器30使用从滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f生成的电流指令值Id\*、Iq\*,从而能将实际电流Id、Iq中含有的高阶分量抽出。

[0126] 在专利文献1(日本专利第3809783号公报)中,公开了一种使用高通滤波、电流响应模型将高阶分量抽出的技术。但是,在使用高通滤波的情况下,存在基波分量的残留等问题。此外,在使用电流响应模型的情况下,会增加滤波运算处理这部分的运算负荷。

[0127] 因此,在本实施方式中,从通过指令值滤波器11进行滤波处理后的转矩指令值Trq\*\_f生成的电流指令值Id\*、Iq\*与实际电流Id、Iq的差值中,抽出高阶分量。藉此,本实施方式的MG控制装置10可以避免使用了高通滤波情况下的基波分量的残留等问题。此外,本实施方式的MG控制装置10不会如使用了电流响应模型的情况那样,使运算负荷增加,就能合适地将高阶分量抽出。其结果是,本实施方式的MG控制装置10能使处理时间缩短。

[0128] 接着,参照图8A~8C,对本实施方式的5阶电压矢量转换部57和7阶电压矢量转换部77的高阶矢量转换处理的技术含义进行说明。

[0129] 如图8A所示,一般,dq轴坐标上的电压矢量与电流矢量的相位不一致,存在相位差 $\Delta\Phi$ 。当高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位差 $\Delta\Phi$ 变大时,根据交流电动机的结构、特性不同,存在电动机控制变得不稳定的情况。

[0130] 另外,在基波电流控制中,在前馈项的电压方程式中,从q轴电流偏差算出d轴电压指令值,从d轴电流偏差算出q轴电压指令值。这样,已知一种在基波电流控制中,将d轴分量与q轴分量独立控制的无干扰控制。不过,在高阶电流控制中,不考虑无干扰控制。

[0131] 因此,在本实施方式中,使矢量旋转,从而进行使5阶、7阶等高阶电压矢量与电流矢量的相位一致的修正。上述高阶矢量转换处理是对向5阶电压指令运算部55和7阶电压指令运算部75输入的高阶电流矢量偏差执行的。或者,高阶矢量转换处理是对经过反馈控制运算出的高阶电压指令矢量执行的。

[0132] 此外,在高阶矢量转换处理中,也可以在旋转转换的同时,进行改变矢量的振幅的振幅转换。

[0133] 在图8B中,例示了在高阶矢量转换处理中,仅进行旋转转换(R)的情况。在图8C中,例示了在高阶矢量转换处理中,同时进行旋转转换(R)和振幅转换(G)的情况。另外,一般,旋转角 $\Phi_k$ 表示对k阶的矢量进行的旋转转换。

[0134] 如图2所示,在本实施方式中,使5阶电压指令运算部55运算出的5阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 以及7阶电压指令运算部75运算出的7阶电压指令矢量 $Vd_7^*$ 、 $Vq_7^*$ 旋转。5阶电压矢量转换部57和7阶电压矢量转换部77的高阶矢量转换处理分别通过含有旋转矩阵的式(4.1)和式(4.2)表示。

[0135] (数学式3)

$$[0136] \begin{bmatrix} Vd_5^{**} \\ Vq_5^{**} \end{bmatrix} = G_5 \begin{bmatrix} \cos \phi_5 & \sin \phi_5 \\ -\sin \phi_5 & \cos \phi_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd_5^* \\ Vq_5^* \end{bmatrix} \quad \dots \quad (4.1)$$

$$[0137] \begin{bmatrix} Vd_7^{**} \\ Vq_7^{**} \end{bmatrix} = G_7 \begin{bmatrix} \cos \phi_7 & \sin \phi_7 \\ -\sin \phi_7 & \cos \phi_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd_7^* \\ Vq_7^* \end{bmatrix} \quad \dots \quad (4.2)$$

[0138] 另一方面,对于5阶电流矢量偏差 $\Delta Id_5$ 、 $\Delta Iq_5$ 以及7阶电流矢量偏差 $\Delta Id_7$ 、 $\Delta Iq_7$ ,在执行高阶矢量转换处理的方式中,先使高阶电流矢量偏差旋转,再进行反馈控制。在上述方式的电流控制器中,相对于图2所示的结构,是将控制块“55、75”和“57、77”的配置调换的结构。此外,代替“5阶/7阶电压矢量转换部”,“55、75”的控制块的名称变为“5阶/7阶矢量偏差转换部”。在本发明的技术中,包括利用上述两个方式来执行高阶矢量转换处理的控制块,并称作“高阶矢量转换部”。

[0139] 电压矢量与电流矢量的相位差 $\Delta \phi$ 是由MG80的电感、转子的感应电压而引起的。因此,相位差 $\Delta \phi$ 取决于电流值、转速等动作状态。本实施方式的转换量设定部56、76例如将预先测量到的基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ 和转速 $\omega$ 与相位差 $\Delta \phi$ 和振幅比率之间的关系作为图表(带有对应关系的数据),预先进行存储。此外,转换量设定部56、76根据基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ 和转速 $\omega$ ,通过参照图表等,对高阶矢量转换处理的转换量即旋转转换的旋转角 $\Phi_5$ 、 $\Phi_7$ 以及振幅转换的增益 $G_5$ 、 $G_7$ 进行设定。

[0140] 另外,代替基波电流指令值 $Id^*$ 、 $Iq^*$ ,转换量设定部56、76也可以将实际电流 $Id$ 、 $Iq$ 、MG80的转矩检测值等用作参照图表时的参数。

[0141] 这样,在本实施方式中,对于高阶电压指令矢量 $Vd_5^*$ 、 $Vq_5^*$ 、 $Vd_7^*$ 、 $Vq_7^*$ ,进行高阶矢量转换处理,以使高阶电压矢量与高阶电流矢量的相位一致。藉此,本实施方式的MG控制装置10能使电动机控制稳定。对于向5阶电压指令运算部55和7阶电压指令运算部75输入的高阶电流矢量偏差 $\Delta Id_5$ 、 $\Delta Iq_5$ 、 $\Delta Id_7$ 、 $\Delta Iq_7$ 进行高阶矢量转换处理的情况也是相同的。

[0142] 此外,在本实施方式中,根据电流值、转速等动作状态,对旋转转换的旋转角 $\Phi_5$ 、

$\Phi_7$ 以及振幅转换的增益 $G_5, G_7$ 进行设定。藉此,本实施方式的MG控制装置10的反馈控制的响应性与动作点无关,可以是恒定的。

[0143] (其它实施方式)

[0144] (a) 其它实施方式的电流控制器可以不包括指令值滤波器。例如,在MG控制装置的处理能力还有余裕的情况下,也可以使用电流响应模型将高阶分量抽出。此外,在转矩指令生成器的运算周期与电流控制器的运算周期相同的系统中,向电流控制器输入的转矩指令值 $Trq^*$ 存在不含高频分量的可能。在上述情况下,从由不含高频分量的转矩指令值 $Trq^*$ 生成的电流指令值 $I_d^*, I_q^*$ 与实际电流 $I_d, I_q$ 的差值中,适当地将高阶分量抽出。

[0145] (b) 在上述实施方式中,在应用于三相交流电动机即MG80的驱动系统的MG控制装置10中,作为用绝对值表示的特定阶数,电流控制器30对5阶和7阶分量进行控制。在其它实施方式中,电流控制器也可以对与式(2.2)中的 $n=2, 3, \dots$ 的情况对应的11阶、13阶、17阶、19阶等各阶数分量进行控制。

[0146] (c) 在应用有本发明的技术的系统中被驱动的交流电动机也可以不像上述实施方式的MG80那样,兼具作为发电机的功能。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。多相交流电动机的旋转电机的相数也可以为四相以上。来自实际电流的、作为抽出对象的高阶分量的特定阶数根据相数不同而不同。

[0147] (d) 本发明的交流电动机的控制装置并不局限于混合动力车、电动车的MG驱动系统,也可以适用于一般机械用等、各种用途的交流电动机的驱动系统。

[0148] 以上,本发明不限于上述实施方式,能在不脱离本发明思想的范围内通过各种方式进行实施。

[0149] 符号说明

[0150] 100 • • • MG控制装置(交流电动机的控制装置)、

[0151] 30 • • • 电流控制器、

[0152] 40 • • • 逆变器、

[0153] 41~46 • • • 开关元件、

[0154] 55、75 • • • 5阶/7阶电压指令运算部(高阶电压指令运算部)、

[0155] 56、76 • • • 转换量设定部、

[0156] 57、77 • • • 5阶/7阶电压矢量转换部(高阶矢量转换部)、

[0157] 80 • • • MG(交流电动机)。

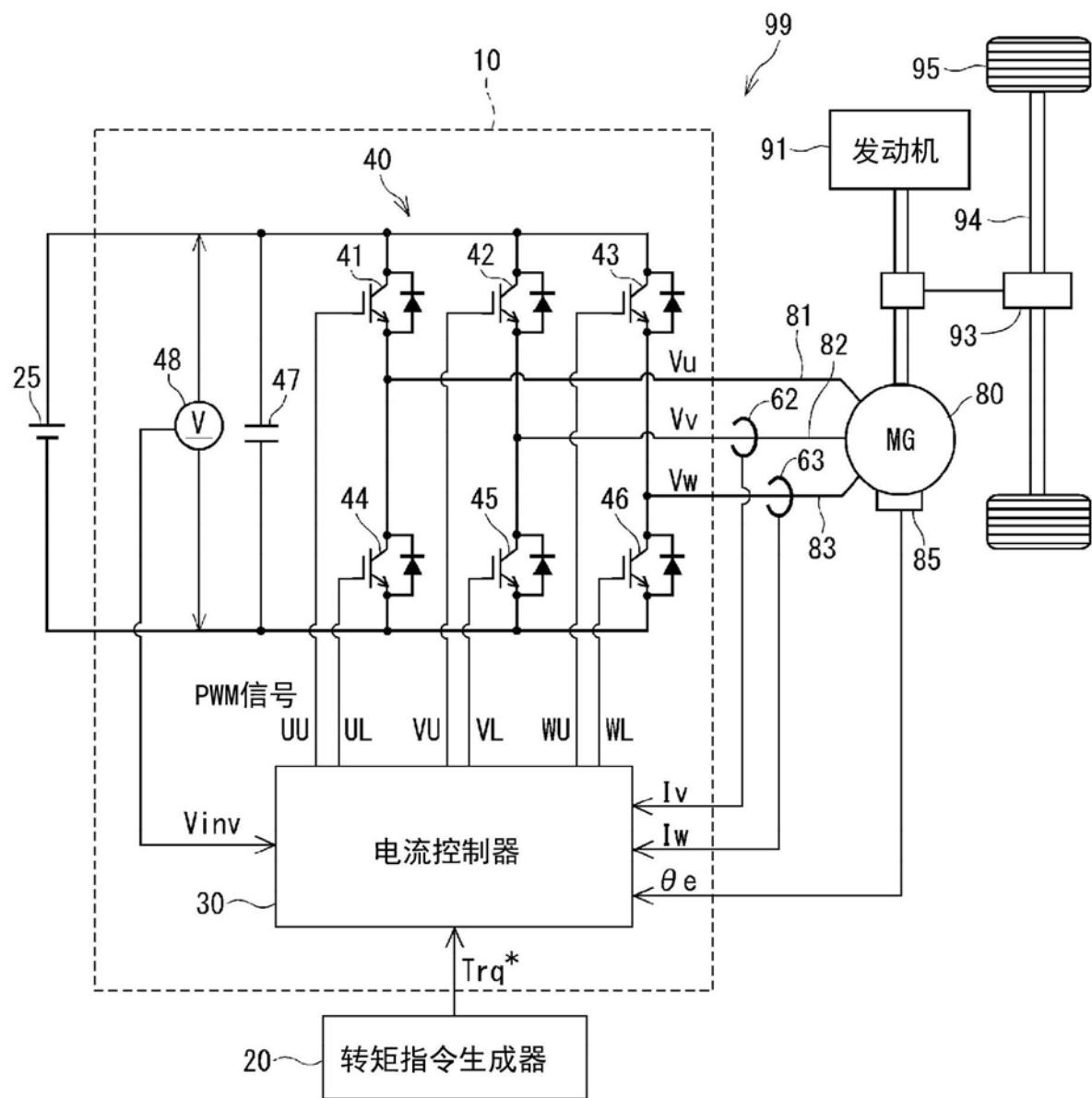


图1

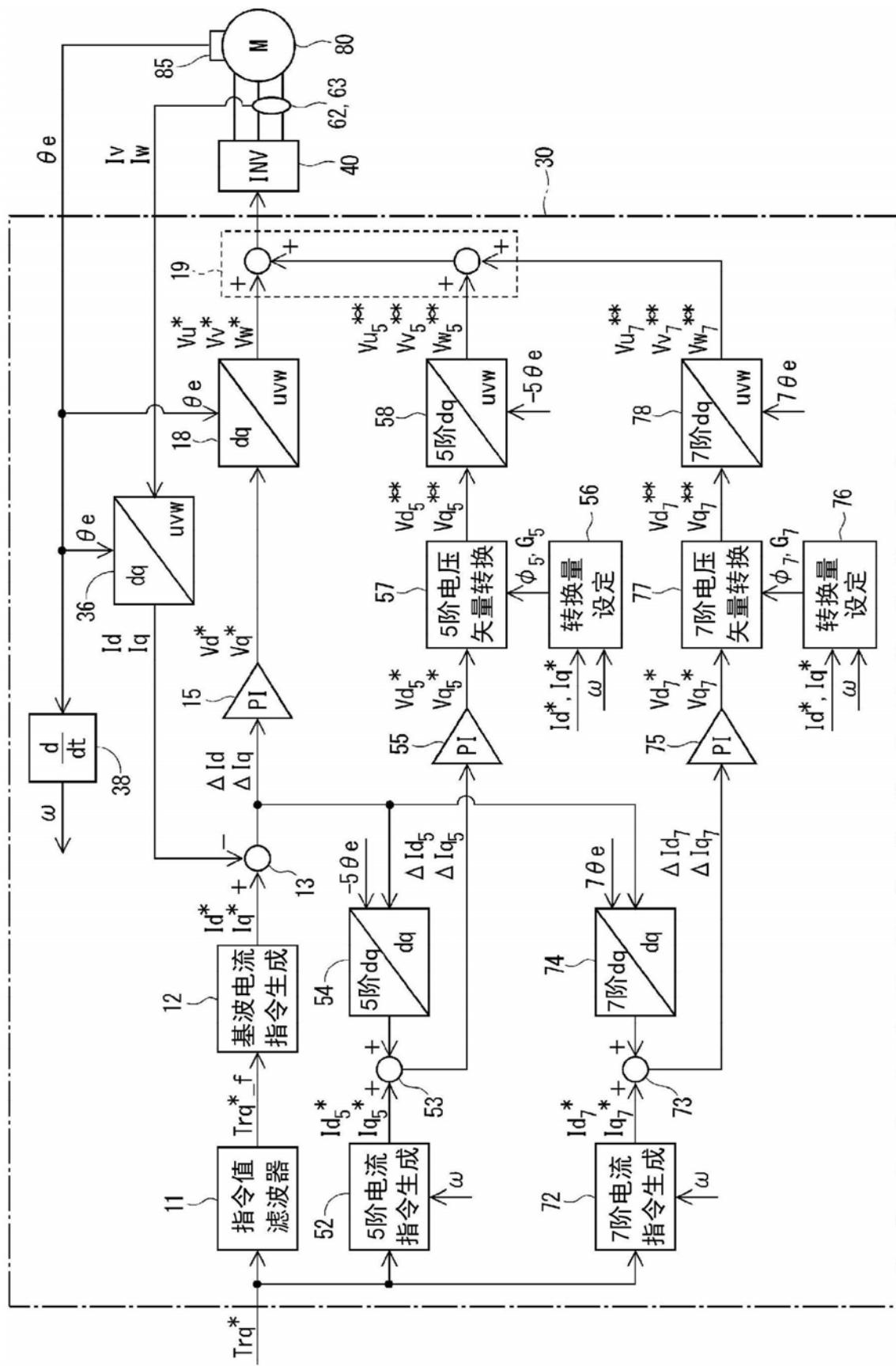


图2

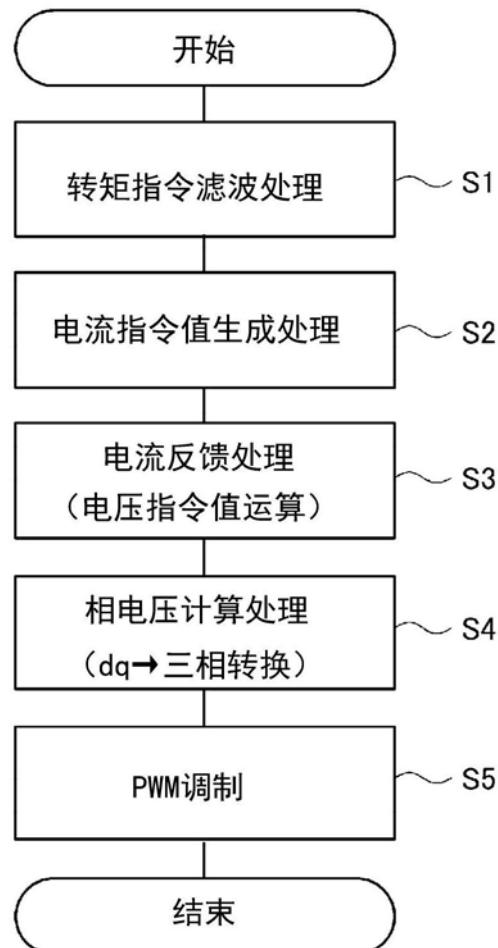
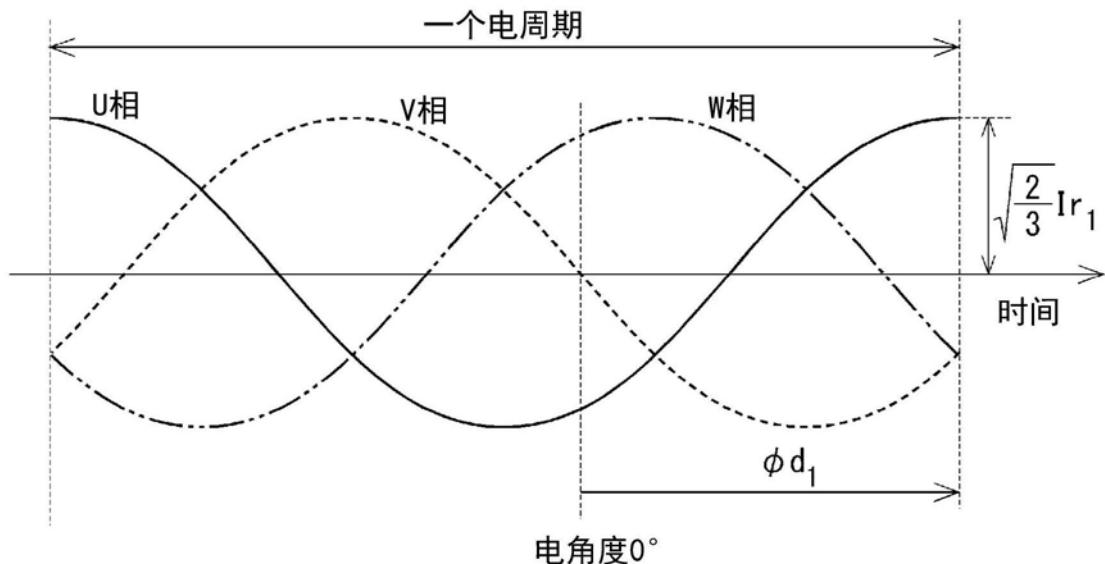


图3

基波

&lt;固定坐标&gt;



↓ dq转换

&lt;dq坐标&gt;

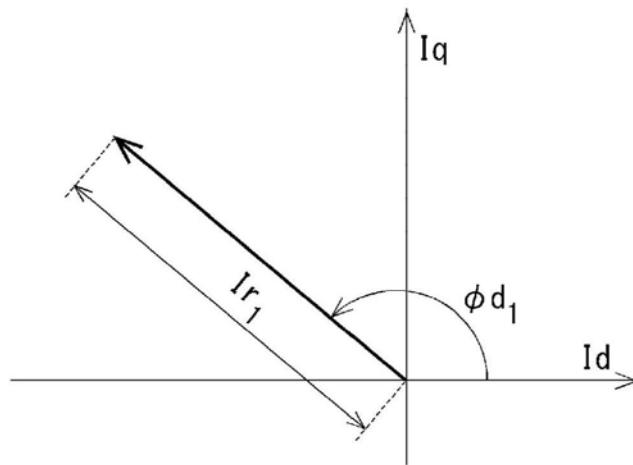
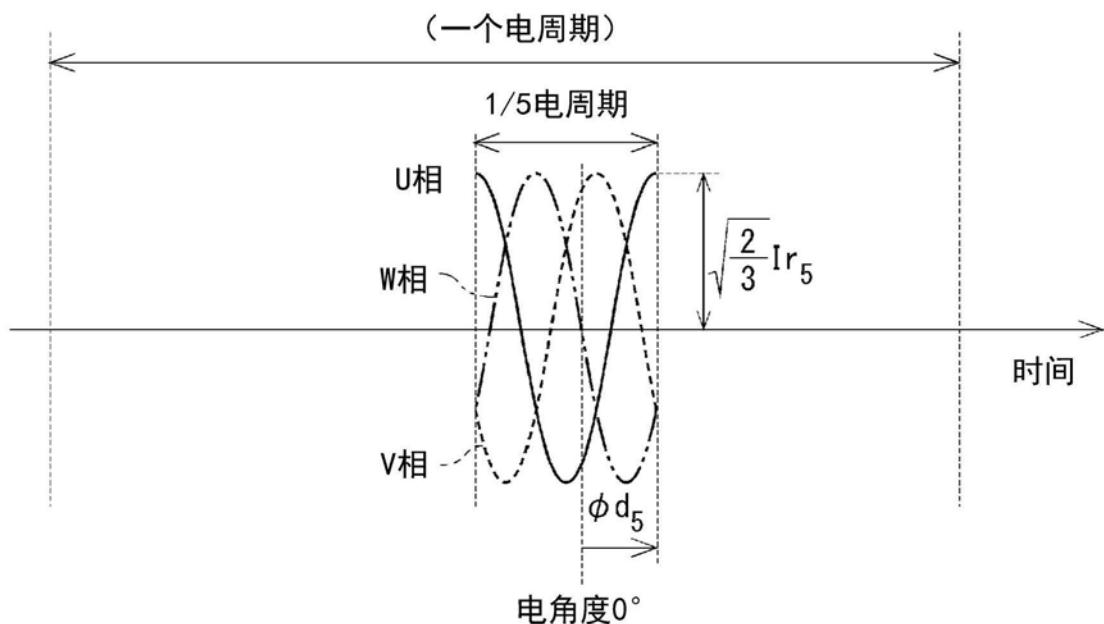


图4

—5阶分量

<固定坐标>



↓ dq转换

<dq坐标>

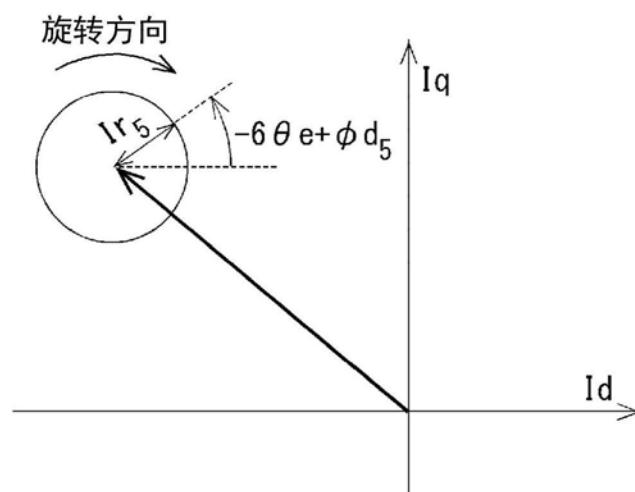


图5

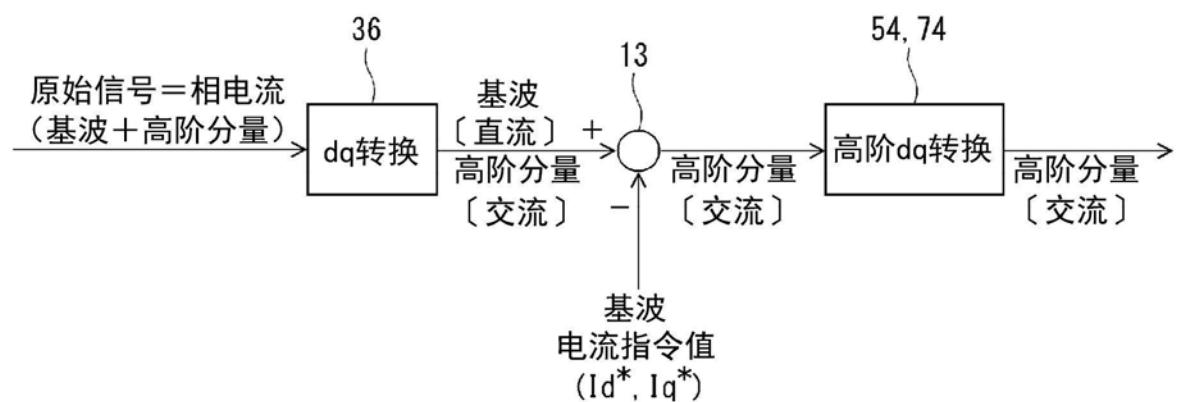


图6

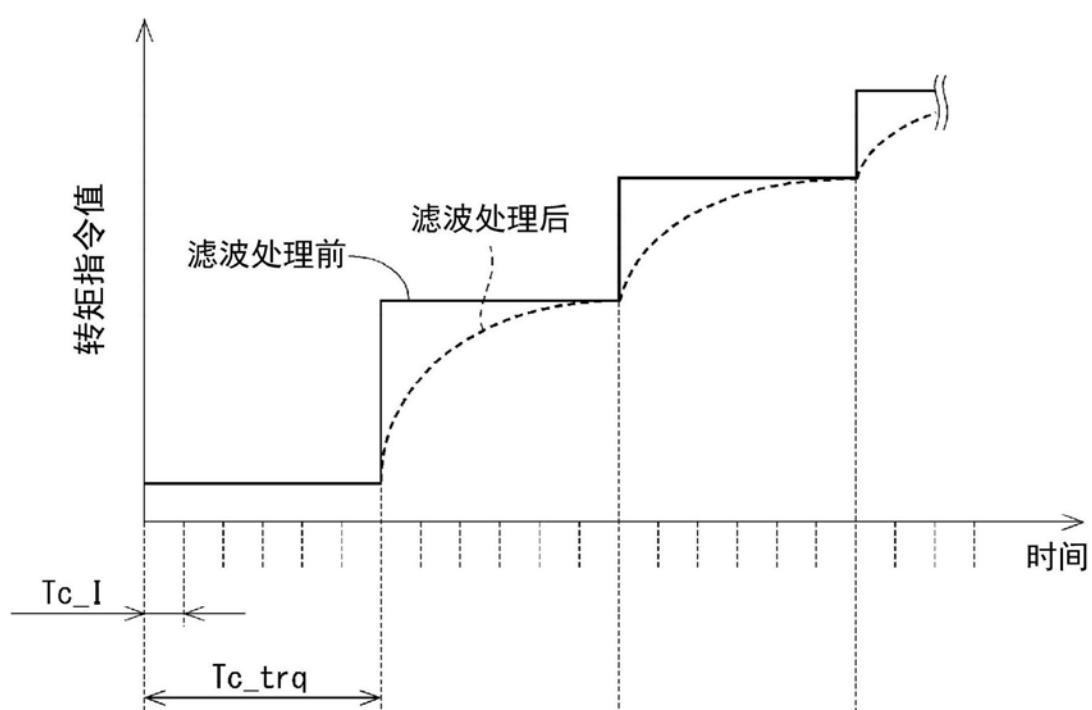


图7A

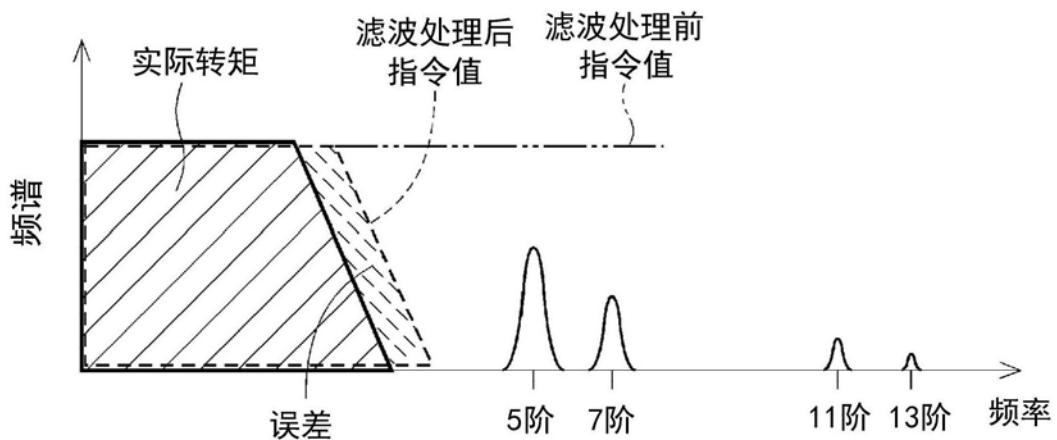


图7B

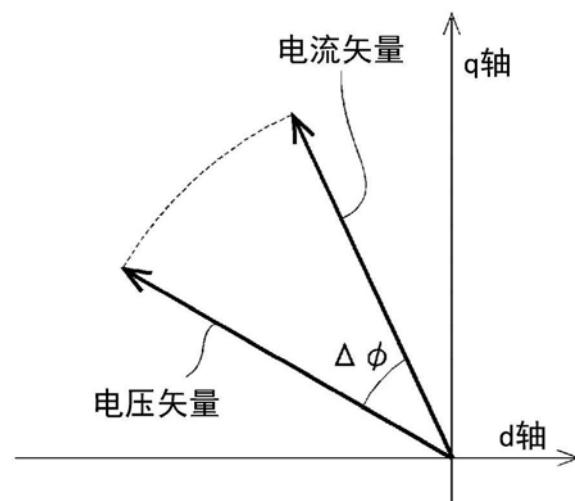


图8A

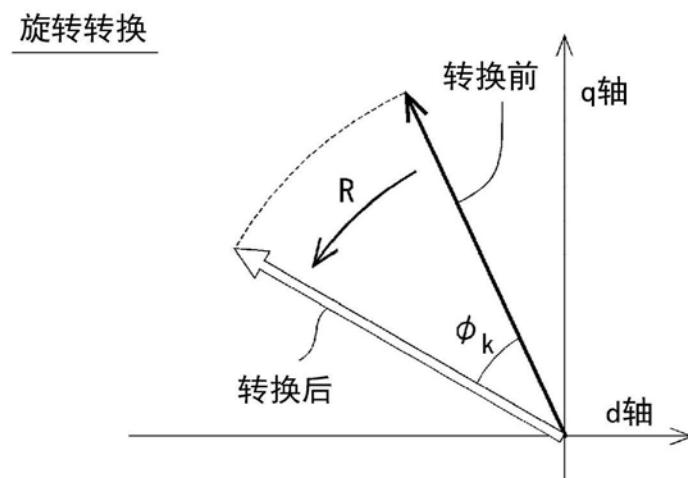


图8B

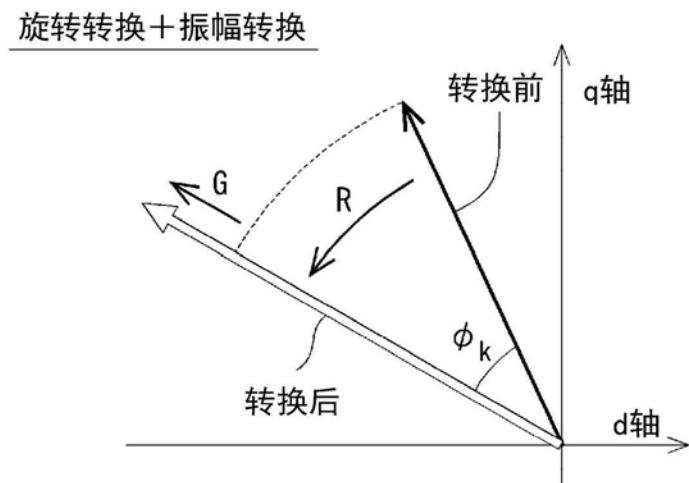


图8C