



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107681945 A

(43)申请公布日 2018.02.09

(21)申请号 201710647700.3

H02K 11/33(2016.01)

(22)申请日 2017.08.01

(30)优先权数据

1613226.8 2016.08.01 GB

(71)申请人 普罗蒂恩电子有限公司

地址 英国萨里

(72)发明人 蒂姆·约翰·马丁

(74)专利代理机构 北京华夏正合知识产权代理

事务所(普通合伙) 11017

代理人 韩登营

(51) Int. Cl.

H02P 23/28(2016.01)

H02P 27/08(2006.01)

H02P 29/032(2016.01)

H02K 11/215(2016.01)

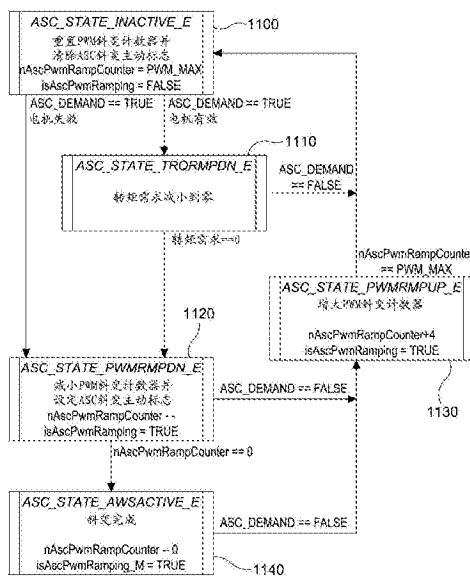
权利要求书1页 说明书8页 附图10页

(54)发明名称

用于控制电机的方法和控制器

(57)摘要

一种用于控制电机的方法,所述方法包括:接收使所述电机置于短路模式的命令;以及在预定时间段或以预定变化率将对控制电机中的电流的有效脉宽调制深度的限制进行改变,其中,在所述脉宽调制深度限制改变到预定值时,将电机置于短路模式。



1. 一种用于控制电机的方法,所述方法包括:接收使所述电机置于短路模式的命令;以及在预定时间段或以预定变化率将对控制所述电机中电流的有效脉宽调制深度的限制改变为预定值;其中,在所述脉宽调制深度限制达到所述预定值时,将电机置于短路模式。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述限制改变是减小最大有效脉冲调制深度。

3. 根据权利要求1或2所述的方法,其中,所述短路模式相当于所述电机的所有的线圈绕组电连接到同一电源母线。

4. 根据权利要求3所述的方法,其中,所述电机的所有的线圈绕组设置为电连接到正电源母线。

5. 根据权利要求3所述的方法,其中,所述电机的所有的线圈绕组设置为电连接到负电源母线。

6. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,还包括在接收到将所述电机置于所述短路模式的命令时减小计数器值,其中所述脉宽调制深度限制取决于所述计数器值。

7. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,在接收到将所述电机置于所述短路模式并对所述有效脉宽调制深度的限制改变之前,将由所述电机产生的转矩减小到大致零牛顿米。

8. 根据权利要求2至7中任一项所述的方法,还包括如果接收到使所述电机不处于所述短路模式的命令,则增大最大有效脉宽调制深度。

9. 一种电机的控制器,所述控制器包括:用于接收使所述电机置于短路模式的命令的机构;用于在预定时间段或以预定变化率将对控制所述电机中电流的有效脉宽调制深度的限制改变为预定值的机构;以及用于在所述脉宽调制深度限制达到所述预定值时将所述电机置于所述短路模式的机构。

10. 根据权利要求9所述的控制器,其中,所述限制改变是减小最大有效脉冲调制深度。

11. 根据权利要求9或10所述的控制器,其中,所述短路模式相当于所述电机的所有的线圈绕组电连接到同一电源母线。

12. 根据权利要求11所述的控制器,其中,所述电机的所有的线圈绕组设置为电连接到正电源母线。

13. 根据权利要求11所述的控制器,其中,所述电机的所有的线圈绕组设置为电连接到负电源母线。

14. 根据权利要求9至13中任一项所述的控制器,其中,还包括设置为在接收到将所述电机置于所述短路模式的命令时减小计数器值的计数器,其中所述脉宽调制深度限制取决于所述计数器值。

15. 根据权利要求9至14中任一项所述的控制器,其中,还包括用于在接收到将所述电机置于所述短路模式并对所述有效脉宽调制深度的限制改变之前,将由所述电机产生的转矩减小到大致零牛顿米的机构。

16. 根据权利要求10至15中任一项所述的控制器,还包括如果接收到使所述电机不处于所述短路模式的命令则增大最大有效脉宽调制深度的机构。

用于控制电机的方法和控制器

技术领域

[0001] 本发明涉及用于控制电机的方法和控制器,具体地涉及用于将电机置于操作短路操作模式的方法和控制器。

背景技术

[0002] 电机的工作原理在于,载流导线将在磁场的存在下受力。当载流线垂直于磁场放置时,载流导线的受力与磁场的通量密度(flux density)成正比。通常情况下,在电机中载流导线的受力形成成为转矩。

[0003] 三相电机通常包括三个线圈组,其中每个线圈组被设置为生成与交流电压的三相之一相关的磁场。

[0004] 为了增加在电机内形成的磁极的数量,每个线圈组通常会具有多个子线圈组(coil sub-sets),所述子线圈组分布在电机周围,所述电机被驱动产生旋转磁场。

[0005] 举例而言,图1示出典型的有三个线圈组14、16、18的三相电机10。每个线圈组由4个串联的子线圈组构成,其中对于给定的线圈组,由各自的子线圈组产生的磁场将具有共同的相。

[0006] 三相电机的三个线圈通常配置为字母 Δ 结构或字母Y结构。

[0007] 具有直流电源的三相电机的控制单元通常包括产生用于驱动电机的三相电压供应的三相桥式逆变器。每个相应的电压相被应用于电机的相应的线圈组。

[0008] 三相桥式逆变器包括多个开关装置,例如诸如用于从直流电压供应产生交流电压的绝缘栅双极型晶体管(IGBT)开关之类的电力电子开关。

[0009] 已知类型的电机的例子包括感应电机、无刷永磁电机、开关磁阻电机以及滑环式同步电机,正如本领域技术人员所熟知的,所述电机具有转子和定子。

[0010] 用于永磁电机的转子通常包括多个永磁体,其中,所述多个永磁体被安装在转子护铁(back-iron)上或在转子护铁中,以使得磁场围绕转子的周围交替改变极性。当转子相对于定子旋转时,多个永磁体被设置为扫过多个线圈绕组的端部,所述线圈绕组安装在定子上。所述线圈绕组的电流的适当的转变使得永磁体的极性的吸引和排斥同步,以引起转子的旋转。

[0011] 因为载流导线的受力以及因此形成的电机的力矩,与磁场的通量密度成正比,因此使用具有尽可能高的通量密度的磁体的同步永磁牵引电机是可取的,其中力矩是电机的一个重要标准。

[0012] 然而,当转子相对于线圈绕组旋转时,产生反电动势,又称为反EMF,以反抗原来施加的电压和电流,并且从而反抗引起转子旋转的电流,从而限制转子的最大转速。

[0013] 如果在电机系统中发生故障,例如,电机和/或电机电源中的故障,为了避免在正电源母线轨上出现高反电动势(EMF)电压,电机可置于短路操作模式,另外称作主动短路模式,由此所有的线圈绕组使用逆变器内的开关连接到负电源母线轨,或者可替换地所有的线圈绕组连接到正电源母线轨。

[0014] 但是,当从电机逆变器产生脉宽调制PWM电压的正常操作模式转变为主动短路模式时,线圈绕组电感可引起高电流尖峰产生。这可能引起转子磁体变得永久消磁和/或损坏或者损害逆变器开关。

[0015] 例如,图2和图3示出了分别对于逆变器从正常操作模式转变为主动短路模式时模拟的电机线圈绕组电流值和测量的电机线圈绕组电流值。如上所述,在正常操作模式,在PWM输出V(svma) 22、V(svmb) 23、以及V(svmc) 24下,在0ms至100ms的期间中,电压经由脉宽调制PWM 21施加于电机绕组两端。在图2中,在100ms发生的从正常操作模式向主动短路模式的转变导致与转子磁通一致的d轴电流 I_d 20在-105A附近达到峰值。这种程度的电流可导致转子磁体的永久消磁。

[0016] 在图3中,随着逆变器在0.1秒从正常操作模式向主动短路模式的转变,电机线圈绕组峰值电流30升至最大110A,这可潜在地损害输出电子元件。

[0017] 期望改善这种状况。

发明内容

[0018] 根据本发明的一个方面,根据所附技术方案提供用于电机的方法和控制器。

[0019] 所述的本发明提供一种机构,其平稳地控制电机向主动短路模式的转变,由此将包括电机逆变器开关的电机的电力电子元件内的峰值感应电流最小化。在电机向主动短路模式转变的过程中,本发明允许由电机绕组产生的感应电流以可控的速率增大以防止高峰值电流。

[0020] 本发明的实施例将通过举例的方式参考下列附图进行说明,其中:

[0021] 图1示出了三相电机;

图2示出了从正常操作模式向主动短路模式转变时的模拟的电机线圈绕组电流值;

图3示出了从正常操作模式向主动短路模式转变时的测量的电机线圈绕组电流值;

图4示出了如本发明的实施方式中使用的电机的分解图;

图5示出了图4所示电机的从替代角度观察的分解图;

图6示出了根据本发明实施例的电机;

图7示出了根据本发明实施例的控制装置的分解图;

图8示出了逆变器的一个腿;

图9示出了根据本发明实施例的PWM软启动斜变限制(soft start ramp limit);

图10示出了用于执行根据本发明的实施例的PWM软启动斜变限制的状态图;

图11示出了用于执行根据本发明的实施例的PWM软启动斜变限制的状态图;

图12示出了根据本发明的实施例的从正常操作模式向主动短路模式转变时的模拟的电机线圈绕组电流值;

图13示出了根据本发明的实施例的从正常操作模式向主动短路模式转变时的测量的电机线圈绕组电流值;

[0022] 本发明所说明的实施例是用于控制逆变器的结构和操作的控制器,其中所述逆变器设置为在电机的线圈绕组内控制电流。出于本实施例的目的,电机用于车辆的车轮,但电机可以位于车辆内的任何地方。所述电机的类型具有作为安装到车辆的定子一部分的一组线圈,由安装到车轮的承载一组磁体的转子径向环绕。为免生疑问,本发明的各方面同样

适用于具有相同的设置的发电机。因此,电机的定义旨在包括发电机。此外,本发明的一些方面适用于具有安装在径向环绕线圈内中央的转子的配置。正如由本领域技术人员所理解是,本发明也适用于与其它类型的电机一起使用。

[0023] 出于本实施例的目的,如在图4和图5所示,轮内电机包括定子252,所述定子包括散热器253、多个线圈254、安装在散热器253上的位于所述定子的后部上用于驱动线圈的两个控制装置400以及安装在所述定子上的位于所述控制装置400内径内的环形电容器,又称为直流链电容器(DC link capacitor)。所述线圈254形成于定子齿部叠片上,从而形成线圈绕组。定子盖256被安装在所述定子252的后部,包围所述控制装置400以形成所述定子252,所述定子252然后可以固定于车辆并在使用过程中不相对于车辆旋转。

[0024] 每个控制装置400包括两个逆变器410和控制逻辑420,所述控制逻辑420在本实施例中包括用于控制逆变器410的操作的处理器,所述逆变器410在图4中被示意性地表示。

[0025] 虽然出于本实施例的目的,轮内电机包括两个控制装置,其中,每个控制装置包括控制逻辑,换句话说包括用于控制逆变器的操作的控制装置,但是也可以使用控制逻辑和逆变器可组合的任何组态,所述组态包括将控制逻辑和/或逆变器远程放置于电机。

[0026] 所述环形电容器被耦接跨接于(coupled across)逆变器410和电机直流电源,用于减小电机操作期间的电机电源供应线又称为直流母线上的电压纹波,以及减小电压过冲。为减小电感,所述电容器安装于与所述控制装置400相邻的地方。

[0027] 转子240包括前部220以及形成盖的圆筒部221,所述转子240基本上围绕所述定子252。所述转子包括多个围绕圆筒部221的内侧设置的永磁体242。出于本实施例的目的,32个磁体对被安装在所述圆筒部221的内侧。然而,可以使用任何数量的磁体对。

[0028] 所述磁体紧密靠近所述定子252上的线圈绕组,使得由线圈产生的磁场与设置在转子240的圆筒部221的内侧的磁体242相互作用,以使转子240旋转。由于永磁体242被用于产生用于驱动电机的驱动力矩,永磁体通常被称为驱动磁体。

[0029] 转子240通过轴承座223连接到定子252。轴承座223可以是用于车辆中的标准轴承座,此电机组件将被安装于所述车辆。所述轴承座包括两个部分,固定于定子的第一部分和固定与转子的第二部分。所述轴承座被固定于定子252的壁的中心部253,并且被固定于转子240的壳壁的中心部225。因此转子240被可旋转地固定于所述车辆,随着所述车辆,所述转子240将通过位于转子240的中心部225上的轴承座223被使用。这种设置的优点在于,可以使用普通车轮螺栓将轮辋固定于所述转子的中心部,从而牢固地固定在所述轴承座223的可旋转侧上,从而则使得轮辋和轮胎固定在转子240的中心部225。所述车轮螺栓本身可以贯穿转子的中心部225穿入轴承座而被装配。随着转子240和车轮被安装于轴承座223,转子和车轮的旋转角之间存在一一对应的关系。

[0030] 图5示出了图4所示电机的从相反侧观察的分解图。转子240包括外转子壁220和圆周壁221,磁体242环向设置于所述圆周壁221内。如前所述,定子252通过在转子壁和定子壁的中心部的轴承座连接于转子240。

[0031] 字母V形的密封件设置于转子的圆周壁221和定子的外边缘之间。

[0032] 所述转子还包括一组用于感测位置的磁体227,又称为换相磁体,所述换相磁体与安装在定子上的传感器结合,能够使得转子磁通角被估算。所述转子磁通角规定了所述驱动磁体与所述线圈绕组的位置关系。或者,代替一组单独的磁体,所述转子可以包括具有多

个极性的磁体材料环,所述多个极性起到一组单独的磁体的作用。

[0033] 为了使得换相磁体(commutation magnets)可以用于计算转子磁通角,优选地每个驱动磁体具有相关联的换相磁体,其中通过校准所测量的换相磁体磁通角,从与该组换相磁体相关联的磁通角推导出所述转子磁通角。为了简化换相磁体磁通角和转子磁通角之间的相关性,优选地,该组换相磁体具有作为该组驱动磁体对的相同数量的磁体对或磁极对,其中所述换相磁体和相关联的驱动磁体基本上彼此径向对齐。因此,出于本实施例的目的,该组换相磁体有32个磁体对,其中每个磁体对与相应的驱动磁体对大致径向对齐。

[0034] 将传感器安装在定子上,在本实施例中所述传感器是霍尔传感器。定位所述传感器以使得当转子旋转时每个形成所述换相磁体环的换相磁体分别旋转经过传感器。

[0035] 随着转子相对于定子旋转,换向磁体相应地旋转经过用霍尔传感器输出交流电压信号的传感器,其中传感器对经过传感器的每个磁体对输出360度电角度的完整电压周期。

[0036] 对于改进的位置检测,优选地,所述传感器包括放置于距离第一传感器移位90电度的位置的相关联的第二传感器。

[0037] 在本实施例中,所述电机包括四个线圈组,其中每个线圈组具有三个子线圈组,所述三个子线圈组以字母Y的结构耦接,以形成三相子电机,从而使得所述电机具有四个三相子电机。通过如下所述的两个控制设备400之一控制各子电机的操作。然而,虽然本实施例描述了具有四个线圈组(即四个子电机)的电机,所述电机可以同样具有一个或多个带有相关联的控制装置的线圈组。在一个优选的实施例中,所述电机包括八个线圈组60,其中每个线圈组具有三个子线圈组,所述三个子线圈组以字母Y的结构耦接,以形成三相子电机,从而使得所述电机具有八个三相子电机。类似地,每个线圈组可具有任何数量的子线圈组,从而使每个子电机具有两相或更多相。

[0038] 图6示出了各线圈组60和控制装置400之间的连接,其中各线圈组60被连接于各三相逆变器410,所述三相逆变器410包括于控制装置400上,用于控制各线圈组内的电流流动。正如本领域技术人员所熟知的,三相逆变器包括6个开关,其中,可以由六个开关的可控操作来产生三相交流电压。然而,开关的数量将取决于待应用于各子电机的电压相位的数量,其中所述子电机可以构造为具有任何数量的相位。

[0039] 优选地,所述控制装置400具有模块化结构。图7示出了优选实施例的分解图,其中每个控制装置400又称为电源模块,包括在其中装有两个电路基板组件510的电源印刷电路板500、控制印刷电路板520、用于与直流电池连接的四个电源母线530,以及用于与相应线圈绕组连接的六个相位绕组母线540。所述每个控制装置部件被安装在控制装置壳体550内,并且四个电源母线530被安装在所述控制装置壳体550上的与所述相位绕组母线540相反的一侧。

[0040] 每个电源基板510设置为安装在形成于所述电源印刷电路板500的各孔中。

[0041] 所述电源印刷电路板500包括各种组件,所述组件包括对形成于所述电源基板组件510上的逆变器开关的驱动器,其中所述驱动器通常用于将控制信号转变为合适的形式以对所述逆变器开关进行接通和断开。

[0042] 所述控制印刷电路板520包括处理器,用于控制所述逆变器开关的操作。此外,每个控制印刷电路板520包括接口装备以允许相应控制装置400之间经由通信总线通信,并且一个控制装置400设置为与安装在所述电机外部的车辆控制器通信。每个控制装置400上的

所述处理器420被设置为处理接口装备上的通信。

[0043] 如上所述,在相应控制装置400上的所述处理器420被设置为控制所述逆变器开关的操作,在所述控制壳体550内部,所述逆变器开关安装在相应的电路基板520上,由此允许每个电机线圈组60获得三相电源源的供电,引起相应子线圈组产生旋转磁场。如上所述,尽管本实施例将每个线圈组60描述为具有三个子线圈组,本发明并不限于此并且可以理解的是,每个线圈组60可以具有一个或更多的子线圈组。

[0044] 在各处理器420的控制下,各个三相桥式逆变器410设置为提供跨接各子线圈组的脉宽调制PWM电压控制,由此通过各子电机在各子线圈组中产生电流以提供所需力矩。换言之,通过精确地控制相线圈电流来控制电机的转矩输出。其依次通过将电压施加于相位线圈端来控制。这些电压利用脉宽调制施加于三相逆变器的输出级,三相逆变器的输出级由各相的高侧和低侧IGBT构成。

[0045] PWM控制的工作原理是通过使用电机电感来平均出所施加的脉冲电源从而将所需电流驱动至所述电机线圈中。通过使用PWM控制,所施加的电源在所述多个电机绕组间切换。当电源在所述多个电机绕组间切换时的期间,所述电流在所述电机线圈中以一个比例提高,该比例由它们的电感和所施加电压指定。在所述电流已经增加超过了所需值之前,所述PWM电压控制被断开,由此允许实现对电流的精确控制。

[0046] 对于所给定的线圈组60,所述三相桥式逆变器410开关被设置为在每个所述子线圈组两端施加一个单一电压相位。

通过使用PWM开关,所述多个开关被设置为在相应子线圈组两端施加交流电源。所述电信号的电压包络和相位角由调制电源脉冲确定。

[0047] 所述逆变器开关可以包括多个半导体装置,例如金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFETs)或绝缘栅门极晶体管(IGBTs)。在本示例中,所述开关包括多个绝缘栅门极晶体管(IGBTs)然而,任何合适的已知的开关电路可以用于控制所述电流。对于配置为驱动三相电机的具有六个开关的三相逆变器,所述六个开关配置为两个开关的三个并联组,其中所述每对开关被串联并形成所述三相桥式电路的一个腿600,其中反激(fly-back)二极管610,又称为反向二极管,以反向并联方式耦接跨接于每个开关620,以上如图8所示。单相逆变器将具有两对串联设置的开关620从而形成逆变器的两个腿600。位于逆变器腿的上半部分的开关620称作高侧开关,而位于逆变器腿的下半部分的开关620称作低侧开关。

[0048] 如上所述,每个逆变器腿600在一对电源母线之间电耦接。

[0049] 如上所述,PWM开关用于将交流电压施加于电机线圈绕组,其中转子速度取决于在线圈绕组两端施加的电压的幅值,其中施加于转子的转矩由线圈绕组内的驱动电流产生。通常,这种操作模式已知为正常操作模式。在这种操作模式,PWM开关也可用于抵消由电机产生的反电动势,由此允许电机“滑行”(‘coast’),而没有由电机产生的制动力或驱动转矩。

[0050] 除用于将驱动电流经由PWM开关的应用而施加于线圈绕组的逆变器以外,如果电机不需要转矩和/或电机需要置于失效模式(disabled mode),则逆变器开关可置于开路配置或短路配置。

[0051] 在开路配置中,逆变器开关置于开路配置,导致电机产生的任何的电流流经反向并联耦接于每个逆变器开关两端的反激(fly-back)式二极管,流到电源母线上。

[0052] 在主动短路模式,逆变器开关置于导致电机线圈绕组的短路的结构。例如,通过关闭低侧或高侧逆变器开关,由此防止由电机产生的反电动势产生的电压置于电源母线。

[0053] 为了避免在将逆变器从PWM电压施加于线圈绕组的正常操作模式或者从开路配置转变为短路配置时产生高电流尖峰,在逆变器从正常操作模式或开路配置向短路配置的转变之前的时间段中对有效PWM调制深度逐渐施加限制。其允许电机向短路模式的平稳转变,由此使包括电机逆变器开关的电机电力电子元件内的峰值的感应电流最小化。

[0054] 换言之,通过对PWM调制深度施加限制,该调制深度在预定的时间段中降低到例如零的预定值,使峰值感应电流最小化。

[0055] 通过图示,图9表示了显示从正常操作模式向主动短路模式转变的预定时间段中有效PWM调制深度中的逐渐递减的图。在图9所示的实施例中,有效PWM调制深度在100ms时间段中从100%减小到零。但是,任意的适合的时间段可选择用于减小有效PWM调制深度。

[0056] PWM调制深度相当于高侧开关(例如,IGBTs)的占空比,并且与高侧开关接通的时间成比例。低侧开关的占空比与高侧开关相反。换言之,当高侧占空比(即,PWM调制深度)是100%时,低侧占空比是0%,并且全母线电压施加于线圈。当高侧占空比是0%时,低侧占空比是100%,并且零伏特施加于线圈。

[0057] 有效PWM调制深度由线A表示,其中,在时刻零,100%调制深度有效,100ms之后减小到零的有效调制深度。

[0058] 来自用于驱动各线圈绕组中的电流的各逆变器腿的PWM输出由电压V(svma) 22、V(svmb) 23以及V(svmc) 24表示,其中电池电压320伏特。100%PWM调制深度相当于本示例内对应于320伏特的电池电压。

[0059] 在时刻零(即,0ms),V(svma) 22、V(svmb) 23以及V(svmc) 24的PWM输出电压为100伏特,其中,有效PWM调制深度为100%,即320V。因此,在时刻零,PWM输出电压不被有效PWM调制深度限制。

[0060] 在50ms后,有效PWM调制深度减小到50%,其相当于160伏特的PWM输出电压。因此,有效PWM调制深度不限制保持在100伏特的V(svma) 22、V(svmb) 23以及V(svmc) 24的PWM输出电压。

[0061] 但是,在70ms之后,有效PWM调制深度的减小导致V(svma) 22、V(svmb) 23以及V(svmc) 24的PWM输出电压的递减。因此,即使PWM输出电压控制输入请求保持在100伏特,有效PWM调制深度的减小也将防止这种情况发生。换言之,PWM调制深度将由PWM输出电压控制输入请求或有效PWM调制深度、两者中的较低者表示。

[0062] 换言之,在由图9表示的实施例中,有效PWM深度的减小起始于100%(相当于电池电压的所施加的相位电压)并在100ms的期间中减小到0%(相当于零伏特),由此逐渐限制三个电性相位的各电性相位的输出PWM。该过程称作软启动斜变限制。

[0063] 虽然本实施例示出了在100ms时间段中PWM调制深度从100%向0%的递减,但是有效PWM调制深度的变化可在任何预定的时间段内以及同样地以任何预定的变化率从任何预定值发生。例如,有效PWM调制深度可在0ms(即,有效PWM调制深度相当于被请求的PWM输出电压)立即减小到100伏特,随后在预定时间段内有效PWM调制深度减小。

[0064] 对于从开路配置向短路配置的转变,最初,各逆变器腿(即,各电压相位)的高侧和低侧IGBT开关均是开路,其中来自这些逆变器腿的PWM输出失效(disabled)。在限制有效

PWM调制深度的过程激活时,高侧的IGBT开关保持于它们的开路配置。

[0065] 当PWM软启动斜变减小到零(即,有效PWM调制深度),所以,因与PWM调制深度相反,低侧IGBT占空比增大到100%。同时将这种低侧占空比从0%到100%的增大施加于所有的三个电机相位。

[0066] 例如,如果初始ASC软启动斜变限制设定为100%(即,有效PWM深度为100%),高侧IGBT开关可保持在低侧IGBT开关占空比设置为从0%(即,开路)斜升至100%(即,闭路)的开路配置。

[0067] 图10表示用于控制电机从正常操作模式或开路模式向主动短路模式的转变的优选实施例的状态图,其中转变包含有效PWM调制深度的递减。状态图包括软启动斜变限制过程,其中状态图包括术语ASC_DEMAND、PWM_MAX、nAscPwmRampCounter、以及isAscPwmRamping。

[0068] ASC_DEMAND是进入主动短路模式的输入需求,PWM_MAX是相当于最大PWM调制深度的值,nAscPwmRampCounter是计数器的值相当于有效PWM调制深度的斜变计数器,isAscPwmRamping是表示输出PWM软启动限制被施加的标志(flag)。

[0069] 在软启动斜变限制激活1100之前,主动短路模式不起作用,PWM斜变计数器被重置,并且主动短路起作用标志被清除。换言之,nAscPwmRampCounter设定为PWM_MAX,isAscPwmRamping标志设定为FALSE。

[0070] 在接收到进入主动短路模式的需求时,如果电机处于正常操作模式,则优选地转矩需求减小到零1110。

[0071] 通常地,进入主动短路模式的需求将从位于车辆内的车辆控制器中接收,其中电机设置为向车辆的车轮提供驱动转矩。

[0072] 在PWM调制电压输出提供适合的电压以抵消由电机产生的反电动势的影响的情况下由电机产生的转矩减小到零时,isAscPwmRamping标志设定为TRUE,nAscPwmRampCounter以预定速率减小1120,由此促使有效PWM调制深度减小。

[0073] 如果电机/逆变器配置处于开路操作模式(即,失效模式,由此高侧和低侧开关均处于它们的‘断开’或者开路状态),则在接收到进入主动短路模式的需求时,isAscPwmRamping标志设定为TRUE,nAscPwmRampCounter以预定速率1120从100%减小到0%。由于低侧占空比与PWM软启动斜变(即,nAscPwmRampCounter)相反,低侧“接通”时间将增加直至来自所有的三相的低侧开关全部接通(即,短路)。高侧开关全部维持在它们的“断开”状态(即,开路)。

[0074] 当从开路模式向闭路模式转变时,每个逆变器的腿将相同的PWM深度施加于每个线圈绕组,由此确保每个线圈绕组的电性相位相同。

[0075] 如上所述,任何的值都可用作有效PWM深度的起始点和nAscPwmRampCounter值减小的预定速率。虽然nAscPwmRampCounter设置为值减小,但是同样地在nAscPwmRampCounter值和有效PWM深度之间存在相反关系的情况下nAscPwmRampCounter可设置为值增大。

[0076] 如果在任何点ASC_DEMAND变为false,则PWM限制斜变以所选择的速率增大回到100%1130。

[0077] 当nAscPwmRampCounter已达到零时1140,将逆变器/电机置于主动短路模式。

[0078] 在ASC_DEMAND变为false并且PWM限制斜变值增大到PWM_MAX值时,算法返回到其初始状态,并表示PWM限制斜变值不再斜变。换言之,电机回到在正常操作模式或开路模式中的操作。

[0079] 为了进一步说明用于限制有效PWM深度的优选实施例,图11示出了基于nAscPwmRampCounter值和三相的每相的计算出的三个PWM调制深度PWM_OUT(U,V,W) 1210来控制PWM输出电压以允许对各线圈绕组产生正确的线圈电压的状态图。如果电机已经处于开路模式,则如上所述PWM_OUT(U,V,W)将被忽略,所有的高侧开关将全部维持在开路状态,并且所有的低侧开关将具有与PWM软启动斜变相反的占空比。

[0080] 优选地,图11中所表示的算法在电机控制器内执行。

[0081] 初始对是否正在进行PWM输出斜变限制进行判定1220。如果PWM输出斜变没有被限制(即,isAscPwmRamping标志设定为FALSE),则按正常施加输出PWM或者电机保持在任何合适的开路模式。

[0082] 然而,如果判定为ASC软启动输出斜变限制过程开始(即,isAscPwmRamping标志设定为TRUE),优选地,现有的输出电压计算中所有的控制循环反馈项冻结1230。这是为了防止在ASC软启动斜变时间中电机控制器内的任何的控制循环算法影响相位电压的大小。

[0083] 然后对电机是在正常操作模式下操作还是在开路模式下操作进行判定1240。

[0084] 如果电机处于开路模式,则初始各逆变器腿(即,各电压相位)的高侧IGBT开关和低侧IGBT开关将均为开路,来自这些输出的PWM输出将失效。在激活ASC软启动斜变限制过程时,所有的高侧IGBT开关均保持在它们的开路配置,并且使所有的低侧IGBT开关能够具有设定为与ASC软启动斜变限制相反的占空比1250。例如,如果初始ASC软启动斜变限制设定在100%(即,有效PWM深度为100%),则低侧IGBT开关设置为具有0%的占空比。

[0085] 通常地,为了防止IGBTs上的‘矮’脉冲,需要注意到低侧IGBTs将出现的最小脉宽。

[0086] 由于PWM软启动斜变值(即,nAscPwmRampCounter值)减小到零,所以低侧IGBT‘接通’时间(即,各低侧IGBT开关处于闭路配置的时间)增大到100%的PWM周期。

[0087] 如果电机不处于失效模式,并且电机的控制装置积极地控制电机的转矩需求,则高侧和低侧IGBT开关将均设置为由各逆变器腿提供PWM输出电压。

[0088] 激活ASC软启动斜变限制过程时,输出PWM电压等于,如基于提供正常操作模式的需求而由电机控制所判定的计算出的输出PWM电压,或者输出PWM电压等于ASC软启动斜变限制所限定的有效PWM深度,取两个PWM深度中的较低者1260。

[0089] ASC软启动斜变达到0%,高侧和低侧IGBT输出上的PWM输出失效。所有的高侧IGBT开关输出设定为开路,所有的低侧IGBT开关输出设定为闭路,促使逆变器/电机置于各线圈绕组耦接到负电源母线的主动短路模式1270。

[0090] 可替换地,低侧IGBT输出设定为开路,高侧IGBT输出设定为闭路,促使逆变器/电机置于各线圈绕组耦接到正电源母线的主动短路模式1270。

[0091] 图12和13示出了分别针对使用上述的软启动斜变过程使电机进入ASC模式的模拟结果和测量结果,其中在100ms发生主动短路的情况下PWM软启动斜变开始于大约65ms。

[0092] 如图12和图13所示,使用上述的软启动限制斜变过程,使电机从正常操作模式或开路模式转变到主动短路模式的实施例产生-80A的峰值Id电流1300,总的电流峰值1400减小到80A。

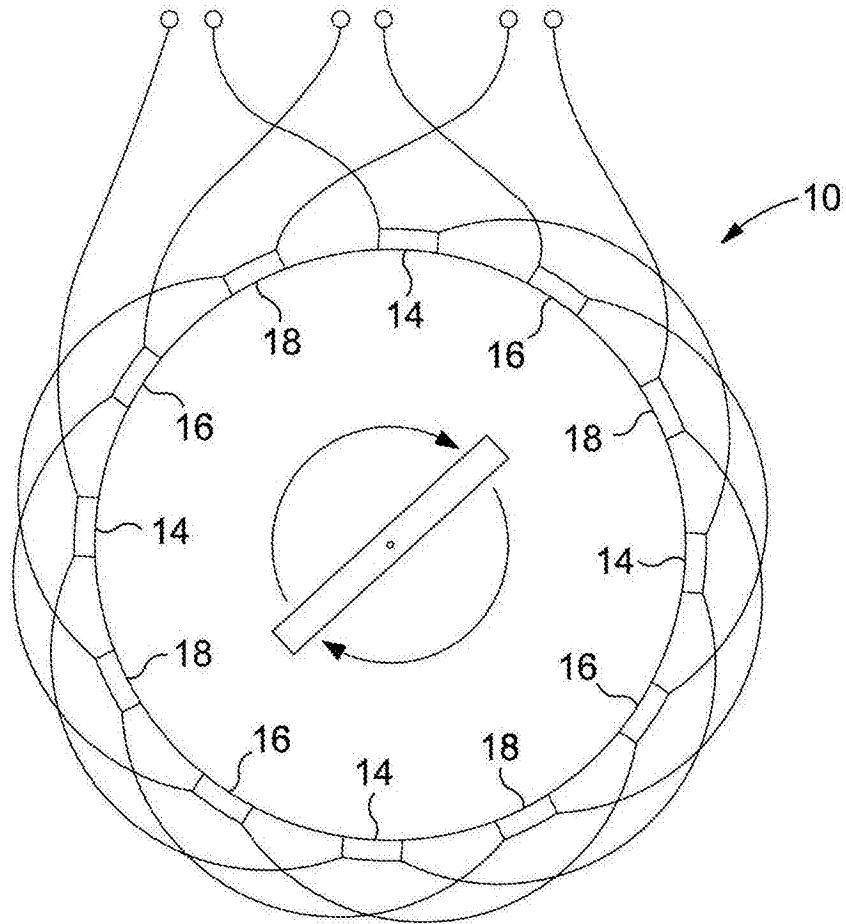


图1

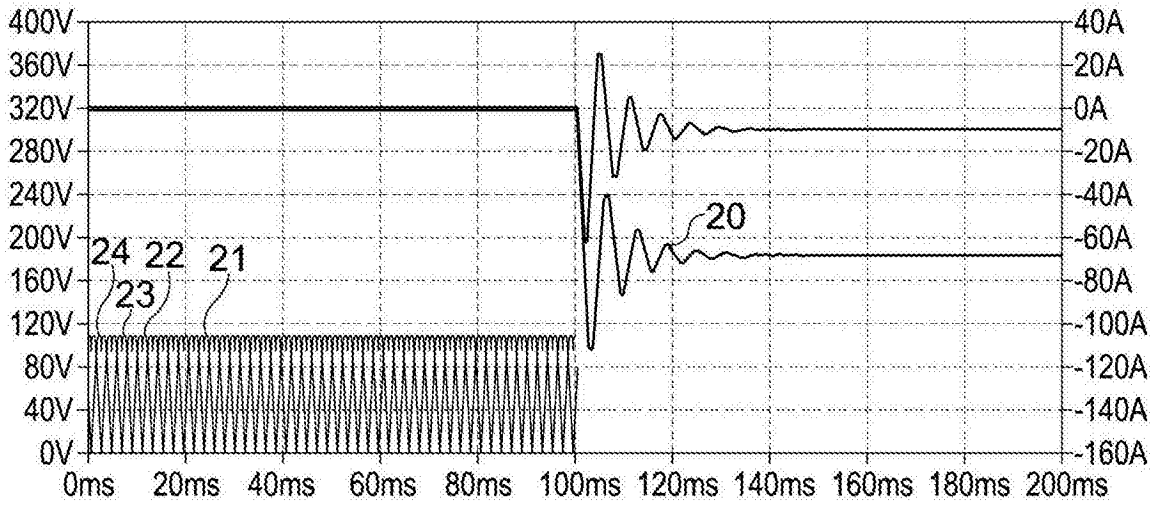


图2

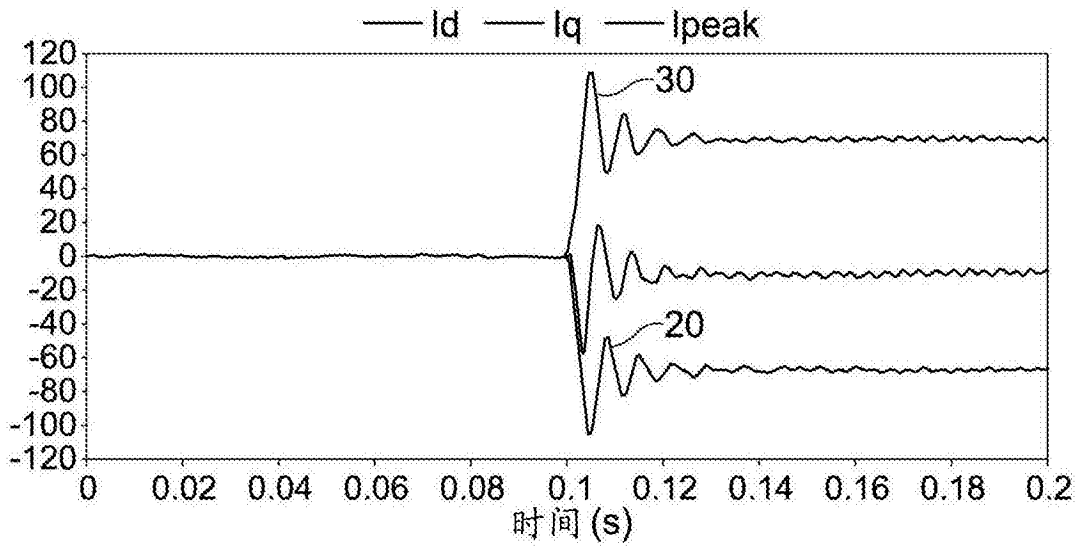


图3

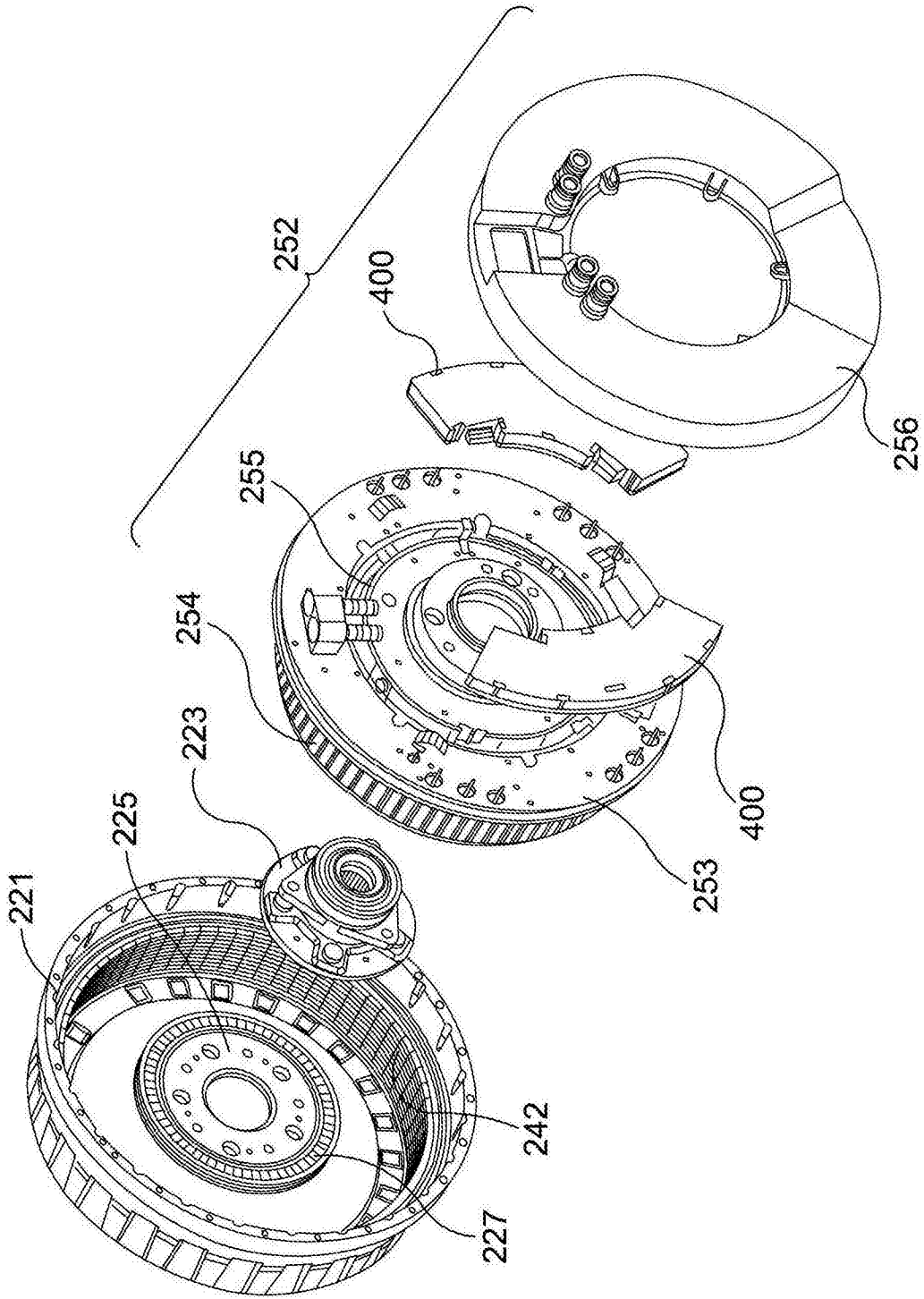


图4

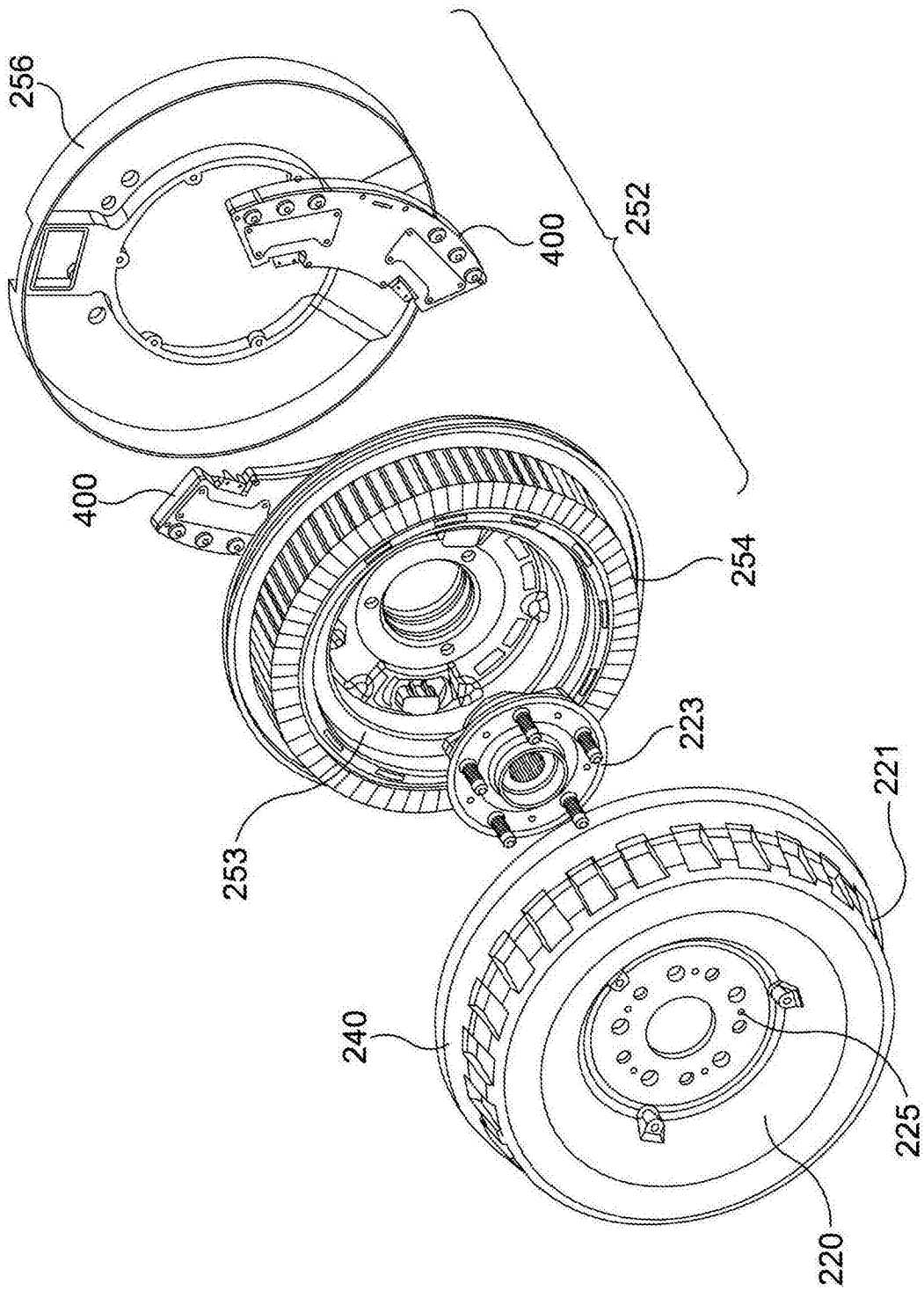


图5

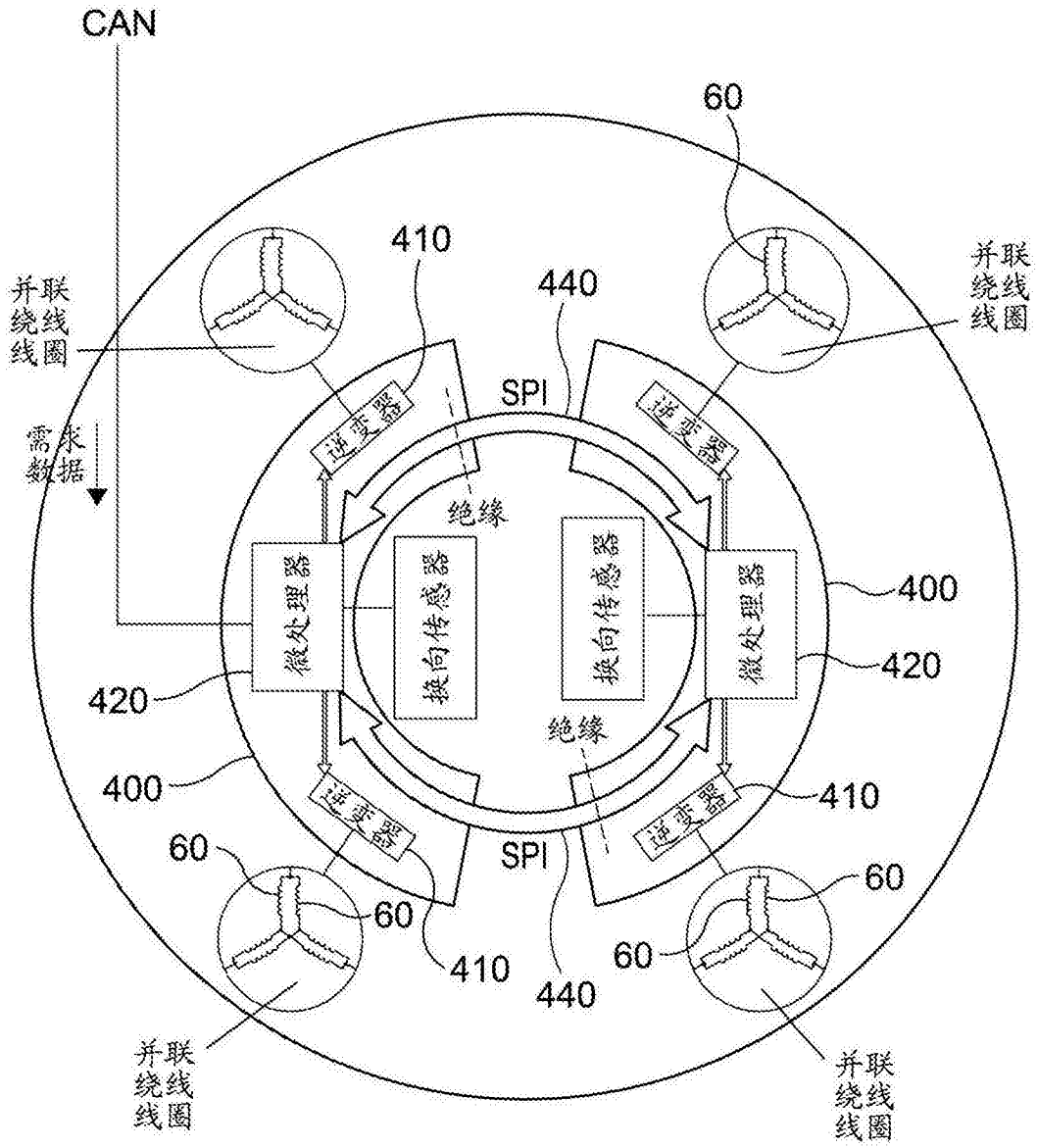


图6

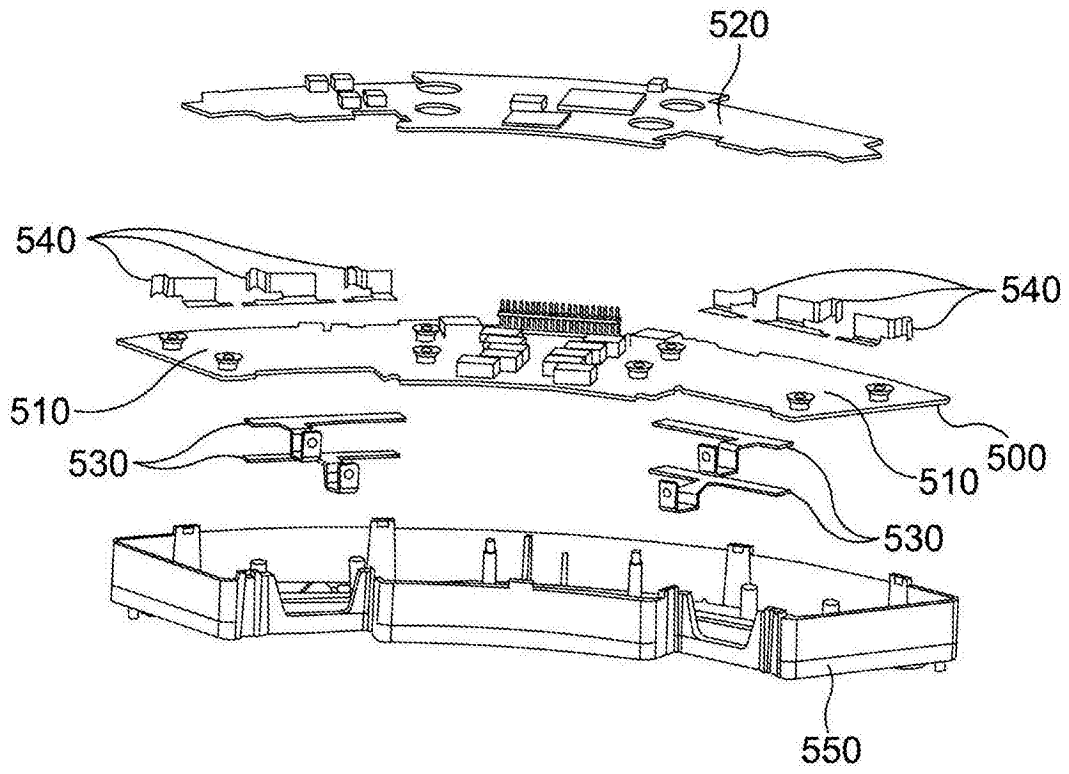


图7

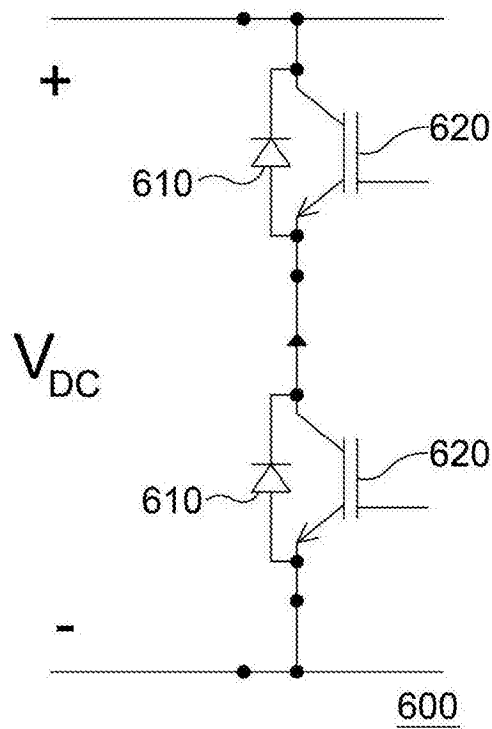


图8

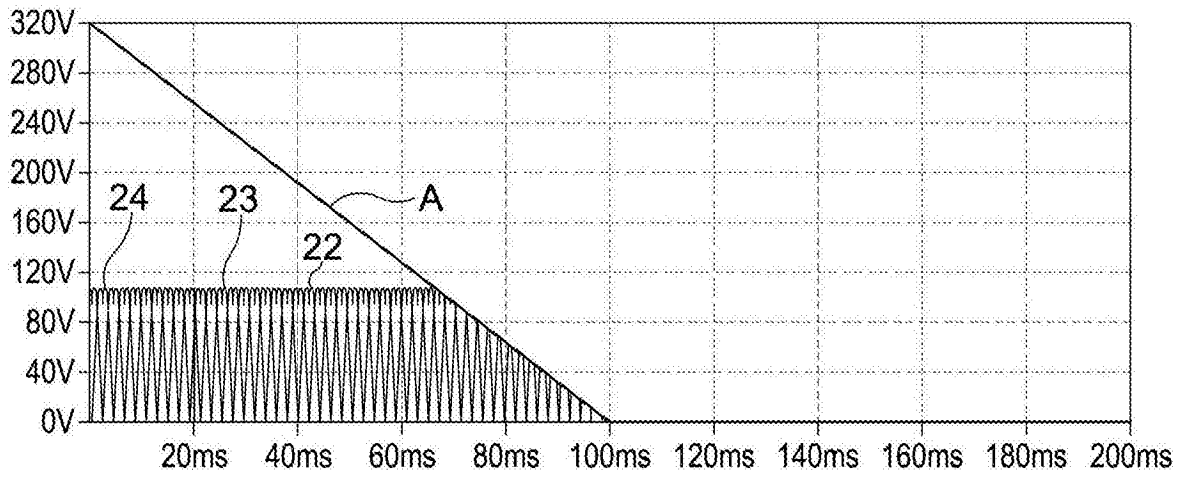


图9

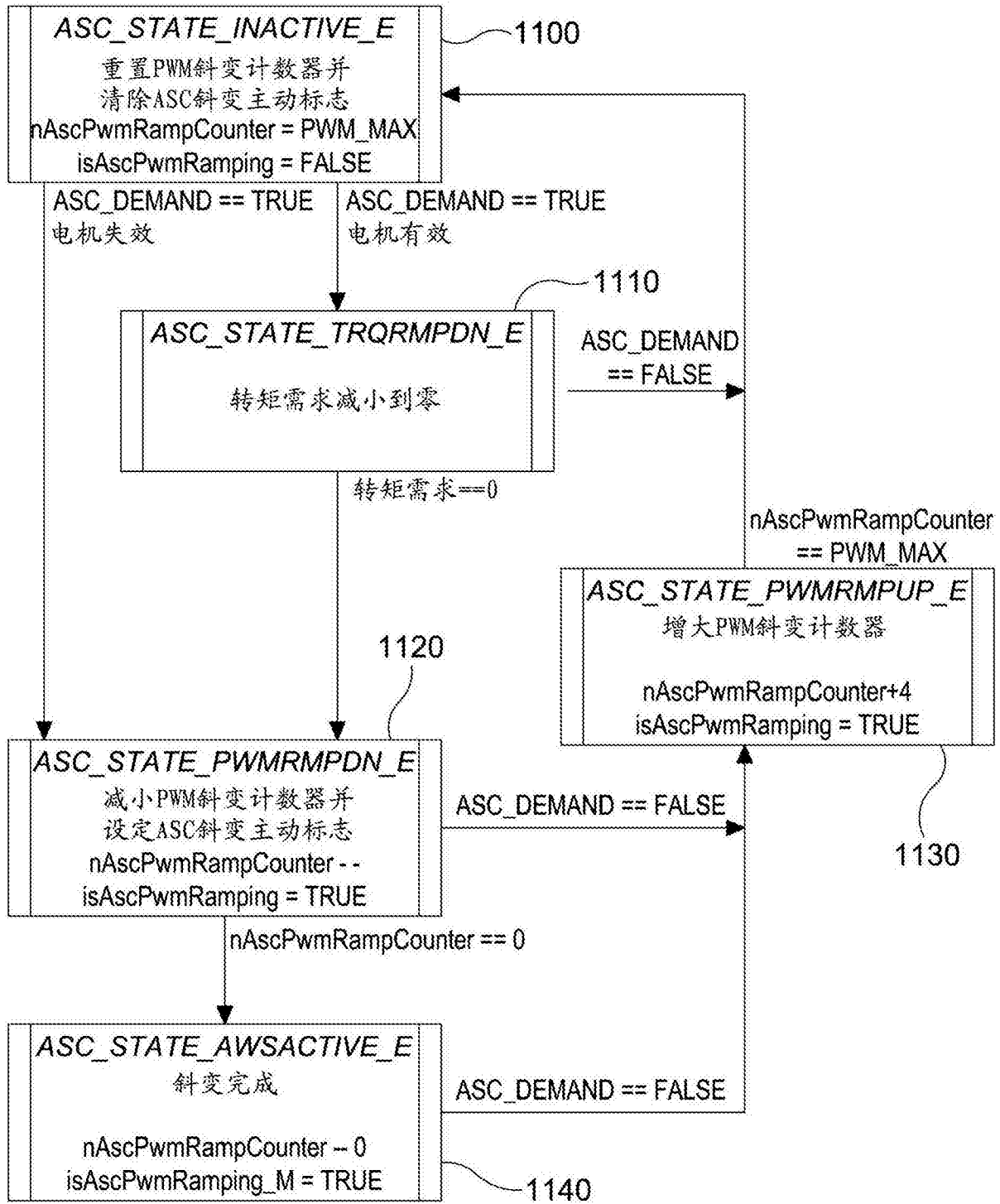


图10

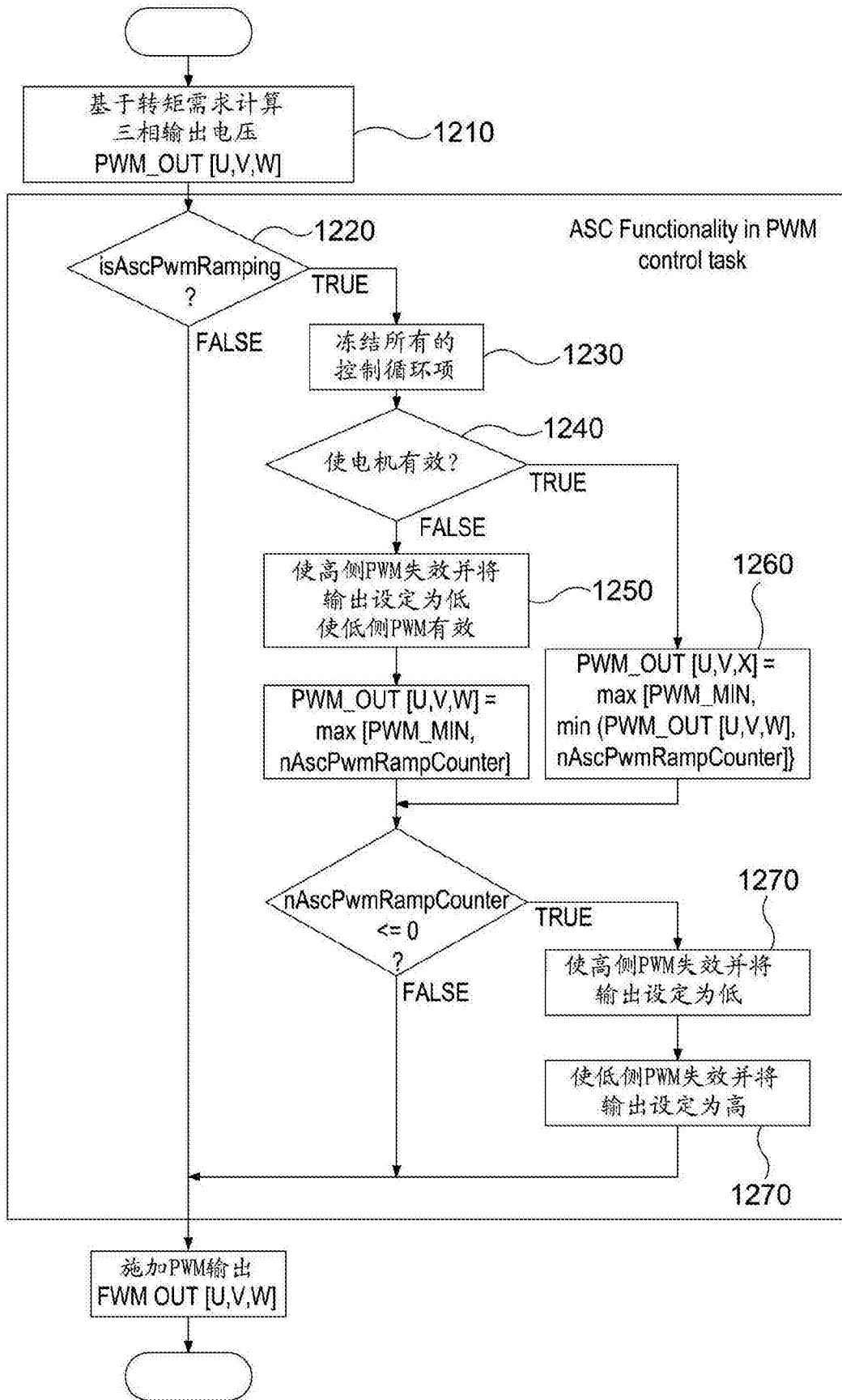


图11

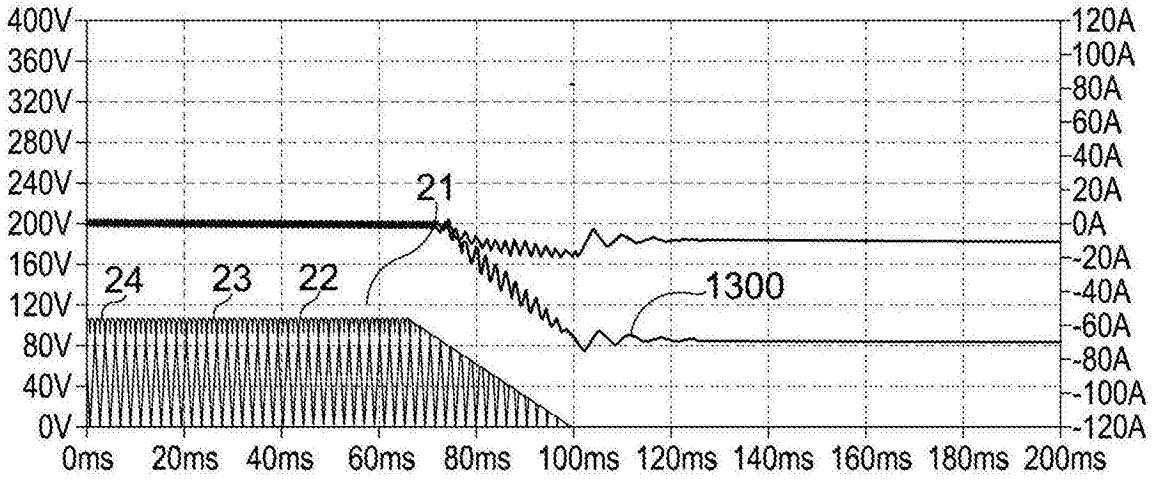


图12

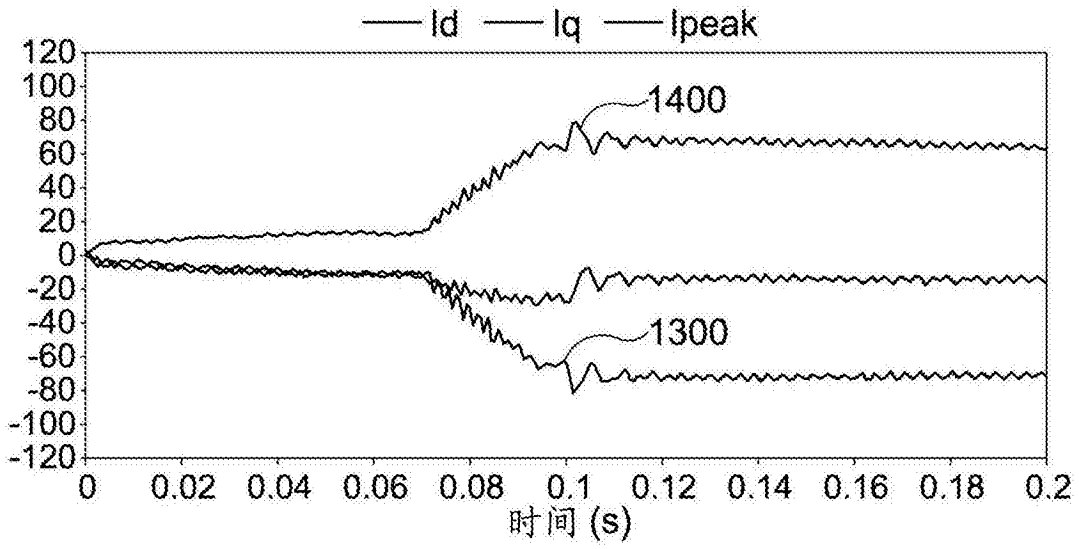


图13