



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 112751493 A  
(43)申请公布日 2021.05.04

(21)申请号 201911036259.0

(22)申请日 2019.10.29

(71)申请人 日本电产株式会社  
地址 日本京都府京都市

(72)发明人 林明赞 欧阳毅翔 游欣璋

(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127  
代理人 樊一槿 陶海萍

(51)Int.Cl.

H02M 7/48(2007.01)

H02M 3/00(2006.01)

H02M 3/10(2006.01)

H02P 27/00(2006.01)

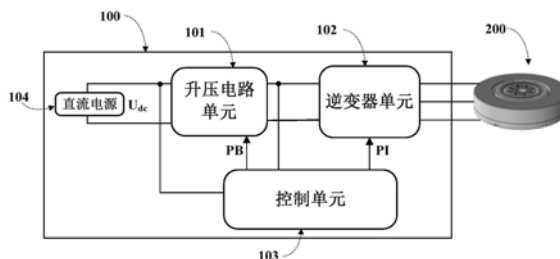
权利要求书1页 说明书9页 附图6页

(54)发明名称

电力变换装置和电气设备

(57)摘要

本申请实施例提供一种电力变换装置和电气设备,所述电力变换装置对三相电机的各相进行供电,其中,电力变换装置包括:升压电路单元,其连接于直流电源,根据脉冲宽度调制升压信号对从所述直流电源输入的输入电压进行升压;逆变器单元,其连接于所述升压电路单元,具有由多个开关元件构成的三相开关电路,所述逆变器单元还具有输出部,所述输出部与所述三相开关电路连接,为所述三相电机的各相进行供电;控制单元,其向所述升压电路单元输出所述脉冲宽度调制升压信号,并在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,向所述逆变器单元输出脉冲宽度调制切换信号,控制所述三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换。



1. 一种电力变换装置,所述电力变换装置对三相电机的各相进行供电,其特征在于,所述电力变换装置包括:

升压电路单元,其连接于直流电源,根据脉冲宽度调制升压信号对从所述直流电源输入的输入电压进行升压;

逆变器单元,其连接于所述升压电路单元,具有由多个开关元件构成的三相开关电路,所述逆变器单元还具有输出部,所述输出部与所述三相开关电路连接,为所述三相电机的各相进行供电;以及

控制单元,其向所述升压电路单元输出所述脉冲宽度调制升压信号,并在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,向所述逆变器单元输出脉冲宽度调制切换信号,所述脉冲宽度调制切换信号控制所述三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换。

2. 根据权利要求1所述的电力变换装置,其中,

所述控制单元在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,控制所述开关电路中的另外一相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换。

3. 根据权利要求2所述的电力变换装置,其中,

所述三相开关电路包括6个开关元件,所述6个开关元件两两成对构成桥式电路的3个臂,所述3个臂分别与所述三相电机的三相对应,各个臂的2个开关元件分别构成各个臂的上臂和下臂,

所述控制单元在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,控制所述3个臂中的1个臂的上臂和下臂在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换,控制所述3个臂中的另外2个臂的上臂和下臂在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换,其中,控制所述另外2个臂中的一个臂的上臂导通,下臂截止,控制所述另外2个臂中的另一个臂的上臂截止,下臂导通。

4. 根据权利要求3所述的电力变换装置,其中,

在一个脉冲宽度调制周期中,所述控制单元控制所述1个臂的上臂和下臂进行1次导通切换。

5. 根据权利要求3或4所述的电力变换装置,其中,

所述控制单元根据所述升压电路单元的输出电压设定所述脉冲宽度调制切换信号的占空比,根据所述占空比对所述1个臂的上臂和下臂的导通切换进行控制。

6. 根据权利要求1所述的电力变换装置,其中,所述控制单元包括电压控制器和PWM信号产生器,

所述电压控制器根据所述升压电路单元的输出电压和目标电压确定所述脉冲宽度调制升压信号的占空比,所述目标电压由预先设定的乘以从所述直流电源输入的输入电压得到,

所述PWM信号产生器根据所述占空比生成所述脉冲宽度调制升压信号提供给所述升压电路单元,对所述升压电路单元进行升压控制。

7. 根据权利要求1所述的电力变换装置,其中,所述电力变换装置还包括:

直流电源,其向所述升压电路单元提供直流电压。

8. 一种电气设备,其特征在于,所述电气设备具有权利要求1至7任一项所述的电力变换装置以及三相电机,所述电力变换装置对所述三相电机的各相进行供电。

## 电力变换装置和电气设备

### 技术领域

[0001] 本申请涉及机电领域。

### 背景技术

[0002] 在一些直流/交流逆变器的应用场景中,逆变器的输出电压需要高于输入电源电压。因此,需要在逆变器前端加入升压转换器以提高逆变器直流链(DC BUS)电压,进而可提高逆变器输出电压。然而,由于增加了升压转换器,不可避免地增加了电路损失,从而造成升压转换器的效率降低。

[0003] 现有技术提出了一些解决方案。

[0004] 第一解决方案,在三相全桥整流器与平滑电容之间使用一个传统升压转换器以提高平滑电容直流链上的电压,再由三相全桥逆变器调制输出三相交流电压驱动电机,根据电机的工作条件决定升压转换器的输出电压,从而达到提高电机效率的目的。

[0005] 第二解决方案,采用分段式的升压转换器电路架构,针对交流电机需要超过额定转速时,驱动器需要输出较高的电压,因此,利用升压转换器升高逆变器直流链电压,达到提高输出电压的目的,并且,根据交流电机转速与负载需求,控制升压转换器工作在三种工作模式下,输出适当电压,达到提高交流电机运转效率的目的。

[0006] 第三解决方案,在逆变器中使用振幅调制(PAM)方法,以六步方波电压形式产生可变频率的三相交流电源,而输出电压振幅则由升压转换器控制决定。因六步方波调制在一个电源周期中改变六种开关切换状态,因此可大幅减少开关的切换损失,而提高驱动器效率。

[0007] 第四解决方案,利用空间向量脉冲宽度调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)减少电力开关切换次数达到减少切换损失的目的。例如,传统的SVPWM是将一个周期的三相脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)信号的波形分割为七段(也即,七段式SVPWM切换方法),在每周期的PWM共有六次的开关切换。或者利用五段式SVPWM切换方法,将一个周期的三相PWM波形分割为五段,在每周期的PWM共有四次的开关切换,与七段式SVPWM切换方法相比,可减少1/3的切换损失。或者利用四段式非对称SVPWM切换方法,将PWM波形由对称式改成非对称式,使得电流取样更为容易,但每个周期的PWM同样有四次的开关切换,与五段式相比,没有进一步减少切换损失。

[0008] 第五解决方案,采用组合式SVPWM调制方法,根据交流电机的转速(定子频率)与电压需求,采用不同的SVPWM切换方法。例如,当交流电机的定子频率位于低频段时,采用半频式SVPWM方法,与七段式SVPWM切换方法相比,可减少1/2切换损失;当交流电机的定子频率位于中低频段时,采用平顶式SVPWM方法,可减少1/3切换损失;当交流电机的定子频率位于中高频段时,采用七段式SVPWM方法;当交流电机的定子频率位于高频段,采用FFC SVPWM方法,切换损失最小。上述四种方法,在逆变器的功率损耗上,一般情况下是七段式SVPWM>平顶式SVPWM>半频式SVPWM>FFC SVPWM,因此,根据不同的运转条件改变不同的SVPWM切换方法可减少驱动器切换损失以提高效率。

[0009] 下面以七段式SVPWM切换方法为例对SVPWM切换方法进行说明。图8是一般三相逆变器连接三相电机的电路示意图,图9是传统七段式SVPWM切换方法的波形示意图,图10是空间电压向量示意图。图9示出的a、b、c信号分别对图8中的逆变器801的3个上臂开关元件 $T_a \sim T_c$ 进行控制,对3个下臂开关元件 $T_a' \sim T_c'$ 进行控制的信号 $a'$ 、 $b'$ 、 $c'$ 与a、b、c信号反相,在图9中没有示出信号 $a'$ 、 $b'$ 、 $c'$ 。

[0010] 利用PWM信号a、b、c、 $a'$ 、 $b'$ 、 $c'$ 对6个开关元件 $T_a \sim T_c$ 、 $T_a' \sim T_c'$ 进行控制,使每个臂的上臂或下臂导通,从而向三相电机802的A、B、C三相输出相应相位的电压。设PWM信号的高电平表示“1”,低电平表示“0”,以信号a、b、c对应的(abc)表示电压空间中的电压向量,可产生如图10所示的六个不同的空间电压向量 $V_1 \sim V_6$ ,以及两个零电压向量 $V_0$ 和 $V_7$ 。

[0011] 其中,六个空间电压向量分别相差 $60^\circ$ ,将电压平面分割为六个区间。为了使三相交流电机产生平滑的旋转磁场,三相逆变器必须输出平滑的圆周电压向量,此时要产生每个不同区间中的电压向量。可根据平均电压的概念利用该区间边缘的两个电压向量合成得到所需要的圆周电压向量。以 $V_1$ 和 $V_2$ 合成电压为例,令 $V_1$ 电压输出时间 $T_1$ ,再令 $V_2$ 电压输出时间 $T_2$ ,以及令 $V_0$ 或 $V_7$ 电压输出时间 $T_0$ ,则等效的平均电压输出为:

$$[0012] \quad V_{out} = \frac{T_1}{T} V_1 + \frac{T_2}{T} V_2 + \frac{T_0}{T} V_{0(7)}$$

[0013] 其中,PWM周期 $T = T_1 + T_2 + T_0$ 。

[0014] 根据上述公式可知,调整时间 $T_1$ 和时间 $T_2$ 的比例可改变合成电压的相位,而改变时间 $T_0$ 的长短则可改变输出电压的大小,因此,传统SVPWM技术即是控制逆变器中六个电力开关的切换状态,从而使空间电压向量组合出所需相位和幅度的电压。

[0015] 应该注意,上面对技术背景的介绍只是为了方便对本申请的技术方案进行清楚、完整的说明,并方便本领域技术人员的理解而阐述的。不能仅仅因为这些方案在本申请的背景技术部分进行了阐述而认为上述技术方案为本领域技术人员所公知。

## 发明内容

[0016] 本申请的发明人发现,第一解决方案仅仅提高了电机效率,并未解决额外增加升压转换器后造成的整体驱动器效率降低的问题。第二解决方案虽然也能改善交流电机效率,但该方案增加了电路元件数量与复杂度,并且也没有解决增加升压转换器后驱动器损失增加的问题。第三解决方案包含很大的奇次谐波,会产生很大的谐波电流,造成交流电机噪音与震动,对于噪音与震动要求较高的应用场合并不适用。第四解决方案和第五解决方案虽然能够降低切换损失,但只能减少小部分的切换损失,而且会使电流谐波增大,无法有效解决额外增加升压转换器后造成的整体驱动器效率降低的问题。

[0017] 为了解决上述问题至少之一或其他类似问题,本申请实施例提供了一种电力变换装置和电气设备,以减少升压转换器和逆变器的整体切换损失。

[0018] 根据本申请实施例的一方面,提供了一种电力变换装置,所述电力变换装置对三相电机的各相进行供电,其中,所述电力变换装置包括:升压电路单元,其连接于直流电源,根据脉冲宽度调制升压信号对从所述直流电源输入的输入电压进行升压;逆变器单元,其连接于所述升压电路单元,具有由多个开关元件构成的三相开关电路,所述逆变器单元还具有输出部,所述输出部与所述三相开关电路连接,为所述三相电机的各相进行供电;以及

控制单元,其向所述升压电路单元输出所述脉冲宽度调制升压信号,并在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,向所述逆变器单元输出脉冲宽度调制切换信号,所述脉冲宽度调制切换信号控制所述三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换。

[0019] 在至少一个实施例中,所述控制单元在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,控制所述开关电路中的另外一相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换。

[0020] 在至少一个实施例中,所述三相开关电路包括6个开关元件,所述6个开关元件两两成对构成桥式电路的3个臂,所述3个臂分别与所述三相电机的三相对应,各个臂的2个开关元件分别构成各个臂的上臂和下臂,所述控制单元在检测到所述升压电路单元处于升压状态时,控制所述3个臂中的1个臂的上臂和下臂在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换,控制所述3个臂中的另外2个臂的上臂和下臂在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换,其中,控制所述另外2个臂中的一个臂的上臂导通,下臂截止,控制所述另外2个臂中的另一个臂的上臂截止,下臂导通。

[0021] 在至少一个实施例中,在一个脉冲宽度调制周期中,所述控制单元控制所述1个臂的上臂和下臂进行1次导通切换。

[0022] 在至少一个实施例中,所述控制单元根据所述升压电路单元的输出电压设定所述脉冲宽度调制切换信号的占空比,根据所述占空比对所述1个臂的上臂和下臂的导通切换进行控制。

[0023] 在至少一个实施例中,所述控制单元包括电压控制器和PWM信号产生器,所述电压控制器根据所述升压电路单元的输出电压和目标电压确定所述脉冲宽度调制升压信号的占空比,所述目标电压由预先设定的目标占空比乘以从所述直流电源输入的输入电压得到,所述PWM信号产生器根据所述占空比生成所述脉冲宽度调制升压信号提供给所述升压电路单元,对所述升压电路单元进行升压控制。

[0024] 在至少一个实施例中,所述电力变换装置还包括:直流电源,其向所述升压电路单元提供直流电压。

[0025] 根据本申请实施例的另一方面,提供了一种电气设备,其包括前述的电力变换装置以及三相电机,所述电力变换装置对所述三相电机的各相进行供电。

[0026] 本申请实施例的有益效果之一在于:在该电力变换装置中,使逆变器单元的三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换,仅使另外一相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换,从而构成两段式空间向量脉冲调制方法。由此,与七段式SVPWM切换方法相比,可以减少2/3倍的逆变器开关切换损失,提高驱动器效率。

[0027] 另外,本申请实施例由升压电路单元产生可变的直流链电压,使得逆变器单元不需要通过输出零电压向量以控制输出电压的振幅,而只需要改变两个不同电压向量的输出时间比例,就可以达到输出平滑的圆周电压向量并且控制电压相位的目的。

[0028] 参照后文的说明和附图,详细公开了本申请的特定实施方式,指明了本申请的原理可以被采用的方式。应该理解,本申请的实施方式在范围上并不因而受到限制。在所附权利要求的条款的范围内,本申请的实施方式包括许多改变、修改和等同。

## 附图说明

[0029] 在本申请实施例的一个附图或一种实施方式中描述的元素和特征可以与一个或多个其它附图或实施方式中示出的元素和特征相结合。此外,在附图中,类似的标号表示几个附图中对应的部件,并可用于指示多于一种实施方式中使用的对应部件。

[0030] 所包括的附图用来提供对本申请实施例的进一步的理解,其构成了说明书的一部分,用于例示本申请的实施方式,并与文字描述一起来阐释本申请的原理。显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本申请的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。在附图中:

[0031] 图1是本申请实施例的电力变换装置的模块化示意图。

[0032] 图2是图1所示的电力变换装置的一部分的电路示意图。

[0033] 图3是切换信号在一个PWM周期中的时序示意图。

[0034] 图4是以图3所示的切换信号对开关元件进行控制时,各开关元件的开关状态的示意图。

[0035] 图5是根据本申请实施例的三相开关电路的各相的导通时间与相位的关系示意图。

[0036] 图6是切换信号在一段时间中的时序示意图。

[0037] 图7是控制单元生成升压信号的电路示意图。

[0038] 图8是一般三相逆变器电路的示意图。

[0039] 图9是传统七段式SVPWM切换方法的波形示意图。

[0040] 图10是三相逆变器空间电压向量示意图。

[0041] 图11是将本申请实施例的电力变换装置应用于电机驱动器与将利用传统七段式SVPWM切换方法控制的电力变换装置应用于同一个电机驱动器的效率对比示意图。

## 具体实施方式

[0042] 参照附图,通过下面的说明书,本申请的前述以及其它特征将变得明显。在说明书和附图中,具体公开了本申请的特定实施方式,其表明了其中可以采用本申请的原则的部分实施方式,应了解的是,本申请不限于所描述的实施方式,相反,本申请包括落入所附权利要求的范围内的全部修改、变型以及等同物。

[0043] 在本申请实施例中,术语“第一”、“第二”、“上”、“下”等用于对不同元素从称谓上进行区分,但并不表示这些元素的空间排列或时间顺序等,这些元素不应被这些术语所限制。术语“和/或”包括相关联列出的术语的一种或多个中的任何一个和所有组合。术语“包含”、“包括”、“具有”等是指所陈述的特征、元素、元件或组件的存在,但并不排除存在或添加一个或多个其他特征、元素、元件或组件。

[0044] 在本申请实施例中,单数形式“一”、“该”等包括复数形式,应广义地理解为“一种”或“一类”而并不是限定为“一个”的含义;此外术语“所述”应理解为既包括单数形式也包括复数形式,除非上下文另外明确指出。此外术语“根据”应理解为“至少部分根据……”,术语“基于”应理解为“至少部分基于……”,除非上下文另外明确指出。

[0045] 第一方面的实施例

[0046] 本申请第一方面的实施例提供一种电力变换装置,图1是本申请实施例的电力变

换装置的模块化示意图,图2是图1所示的电力变换装置的一部分的电路示意图。

[0047] 在本申请实施例中,如图1所示,电力变换装置100可以包括升压电路单元101、逆变器单元102、控制单元103和直流电源104,电力变换装置100对三相电机200提供三相交流电。其中,控制单元103可以向升压电路单元101输出脉冲宽度调制升压信号PB(以下简称“升压信号PB”);升压电路单元101与直流电源104连接,可以根据来自控制单元103的升压信号PB对直流电源104的输出电压 $U_{dc}$ 进行升压,并将升压后的电压输出给逆变器单元102。

[0048] 如图2所示,逆变器单元102可以包括输出部1021和三相开关电路1022,三相开关电路1022可以由多个开关元件构成,输出部1021与三相开关电路1022连接,为三相电机200的各相进行供电,输出部1021例如包括二极管等电气元件,具体可以参考相关技术,本申请对此不作限制。

[0049] 在本申请实施例中,控制单元103检测升压电路单元101的输出电压,当升压电路单元101处于升压状态时,控制单元103向逆变器单元102输出脉冲宽度调制切换信号PI(以下简称“切换信号PI”),控制三相开关电路1022中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期(以下简称“PWM周期”)中不进行导通切换,控制另外一相的开关元件在该PWM周期中进行导通切换。由此,由于切换次数减少,从整体上减少了切换损失。

[0050] 在至少一个实施例中,如图2所示,三相开关电路1022可以由6个开关元件构成桥式电路,以 $T_1 \sim T_3, T_1' \sim T_3'$ 表示这6个开关元件, $T_1$ 和 $T_1'$ 、 $T_2$ 和 $T_2'$ 、 $T_3$ 和 $T_3'$ 分别成对,构成桥式电路的第一臂、第二臂和第三臂,其中, $T_1, T_2, T_3$ 记为上臂, $T_1', T_2', T_3'$ 记为下臂,桥式电路的3个臂与三相电机200的三相对应,由切换信号PI控制,为三相电机200的各相进行供电。虽然图2中示出了由6个开关元件构成三相开关电路1022的情况,但本申请不限于此,还可以由其他数量的开关元件构成开关电路为三相电机进行供电,具体可以参考相关技术。此外,虽然图2中以晶体管的电路符号表示开关元件,但本申请的开关元件不限于晶体管,还可以由其他电气元件构成开关元件。

[0051] 图3是在一个PWM周期 $T$ 中控制单元103向逆变器单元102的上臂 $T_1, T_2, T_3$ 输出的切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 的示意图,控制单元103向逆变器单元102的下臂 $T_1', T_2', T_3'$ 输出的切换信号 $PI_1' \sim PI_3'$ 与切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 反相,没有在图3中示出。图4是以图3所示的切换信号对开关元件 $T_1 \sim T_3, T_1' \sim T_3'$ 进行控制时,各开关元件的开关状态。

[0052] 下面,以图2至图4为例对控制单元103进行的导通控制进行说明。

[0053] 在至少一个实施例中,控制单元103检测到升压电路单元101处于升压状态时,向三相开关电路1022输出切换信号PI(例如,切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 和切换信号 $PI_1' \sim PI_3'$ )。切换信号PI控制三相开关电路1022中的两个臂的上臂和下臂在一个PWM周期中不进行开关切换,控制另外一个臂的上臂和下臂在该PWM周期中进行开关切换。

[0054] 如图3所示,切换信号PI是PWM信号,一个PWM周期 $T = t_1 + t_2$ 。在一个PWM周期 $T$ 中,可以设置 $PI_1$ 始终是高电平, $PI_3$ 始终是低电平, $PI_2$ 的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应地,在该一个PWM周期中, $PI_1'$ 始终是低电平, $PI_3'$ 始终是高电平, $PI_2'$ 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。如图4所示,在图3示出的一个PWM周期中,上臂 $T_1$ 始终处于导通状态(ON),下臂 $T_1'$ 始终处于截止状态(OFF);上臂 $T_3$ 始终处于截止状态(OFF),下臂 $T_3'$ 始终处于导通状态(ON);上臂 $T_2$ 在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂 $T_2'$ 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第二臂(上

臂 $T_2$ 从截止切换为导通和下臂 $T_2'$ 从导通切换为截止)进行了开关切换,第一臂(上臂 $T_1$ 始终导通和下臂 $T_1'$ 始终截止)和第三臂(上臂 $T_3$ 始终截止和下臂 $T_3'$ 始终导通)没有进行切换。如果将 $(PI_1 PI_2 PI_3)$ 记为空间电压向量,那么在图3所示的一个PWM周期中,空间电压向量 $V_1(100)$ 持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量 $V_2(110)$ 持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $0^\circ \sim 60^\circ$ 中变化。

[0055] 依此类推,在另外的一个PWM周期中,可以设置 $PI_1$ 始终是高电平, $PI_2$ 始终是低电平, $PI_3$ 的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应的,在该一个PWM周期中, $PI_1'$ 始终是低电平, $PI_2'$ 始终是高电平, $PI_3'$ 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。那么,在该一个PWM周期中,上臂 $T_1$ 始终处于导通状态(ON),下臂 $T_1'$ 始终处于截止状态(OFF);上臂 $T_2$ 始终处于截止状态(OFF),下臂 $T_2'$ 始终处于导通状态(ON);上臂 $T_3$ 在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂 $T_3'$ 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第三臂(上臂 $T_3$ 从截止切换为导通和下臂 $T_3'$ 从导通切换为截止)进行了开关切换,第一臂(上臂 $T_1$ 始终导通和下臂 $T_1'$ 始终截止)和第二臂(上臂 $T_2$ 始终截止和下臂 $T_2'$ 始终导通)没有进行切换。在该PWM周期中,空间电压向量 $V_1(100)$ 持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量 $V_6(101)$ 持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $300^\circ \sim 360^\circ$ 中变化。

[0056] 同样的,在另外的一个PWM周期中,可以设置 $PI_2$ 始终是高电平, $PI_3$ 始终是低电平, $PI_1$ 的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应的,在该一个PWM周期中, $PI_2'$ 始终是低电平, $PI_3'$ 始终是高电平, $PI_1'$ 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。那么,在该一个PWM周期中,上臂 $T_2$ 始终处于导通状态(ON),下臂 $T_2'$ 始终处于截止状态(OFF);上臂 $T_3$ 始终处于截止状态(OFF),下臂 $T_3'$ 始终处于导通状态(ON);上臂 $T_1$ 在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂 $T_1'$ 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第一臂(上臂 $T_1$ 从截止切换为导通和下臂 $T_1'$ 从导通切换为截止)进行了开关切换,第二臂(上臂 $T_2$ 始终导通和下臂 $T_2'$ 始终截止)和第三臂(上臂 $T_3$ 始终截止和下臂 $T_3'$ 始终导通)没有进行切换。在该PWM周期中,空间电压向量 $V_3(010)$ 持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量 $V_2(110)$ 持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $60^\circ \sim 120^\circ$ 中变化。

[0057] 同样的,在另外一个PWM周期中,可以设置 $PI_1$ 始终是低电平, $PI_3$ 始终是高电平, $PI_2$ 的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应的,在该一个PWM周期中, $PI_1'$ 始终是高电平, $PI_3'$ 始终是低电平, $PI_2'$ 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。那么,在该一个PWM周期中,上臂 $T_1$ 始终处于截止状态(OFF),下臂 $T_1'$ 始终处于导通状态(ON);上臂 $T_3$ 始终处于导通状态(ON),下臂 $T_3'$ 始终处于截止状态(OFF);上臂 $T_2$ 在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂 $T_2'$ 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第二臂(上臂 $T_2$ 从截止切换为导通和下臂 $T_2'$ 从导通切换为截止)进行了开关切换,第一臂(上臂 $T_1$ 始终导通和下臂 $T_1'$ 始终截止)和第三臂(上臂 $T_3$ 始终截止和下臂 $T_3'$ 始终导通)没有进行切换。在该PWM周期中,空间电压向量 $V_5(001)$ 持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量 $V_4(011)$ 持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $180^\circ \sim 240^\circ$ 中变化。

[0058] 同样的,在另外的一个PWM周期中,可以设置 $PI_1$ 始终是低电平, $PI_2$ 始终是高电平,



PI<sub>3</sub>的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应的,在该一个PWM周期中,PI<sub>1</sub>' 始终是高电平,PI<sub>2</sub>' 始终是低电平,PI<sub>3</sub>' 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。那么,在该一个PWM周期中,上臂T<sub>1</sub>始终处于截止状态(OFF),下臂T<sub>1</sub>' 始终处于导通状态(ON);上臂T<sub>2</sub>始终处于导通状态(ON),下臂T<sub>2</sub>' 始终处于截止状态(OFF);上臂T<sub>3</sub>在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂T<sub>3</sub>' 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第三臂(上臂T<sub>3</sub>从截止切换为导通和下臂T<sub>3</sub>' 从导通切换为截止)进行了开关切换,第一臂(上臂T<sub>1</sub>始终截止和下臂T<sub>1</sub>' 始终导通)和第二臂(上臂T<sub>2</sub>始终导通和下臂T<sub>2</sub>' 始终截止)没有进行切换。在该PWM周期中,空间电压向量V<sub>3</sub>(010)持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量V<sub>4</sub>(011)持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $120^\circ \sim 180^\circ$ 中变化。

[0059] 同样的,在另外的一个PWM周期中,可以设置PI<sub>2</sub>始终是低电平,PI<sub>3</sub>始终是高电平,PI<sub>1</sub>的低电平持续时间为 $t_1$ ,高电平持续时间为 $t_2$ ;对应的,在该一个PWM周期中,PI<sub>2</sub>' 始终是高电平,PI<sub>3</sub>' 始终是低电平,PI<sub>1</sub>' 的高电平持续时间为 $t_1$ ,低电平持续时间为 $t_2$ 。那么,在该一个PWM周期中,上臂T<sub>2</sub>始终处于截止状态(OFF),下臂T<sub>2</sub>' 始终处于导通状态(ON);上臂T<sub>3</sub>始终处于导通状态(ON),下臂T<sub>3</sub>' 始终处于截止状态(OFF);上臂T<sub>1</sub>在 $t_1$ 期间处于截止状态,在 $t_2$ 期间切换为导通状态,下臂T<sub>1</sub>' 在 $t_1$ 期间处于导通状态,在 $t_2$ 期间切换为截止状态。由此,在一个PWM周期中,只有第一臂(上臂T<sub>1</sub>从截止切换为导通和下臂T<sub>1</sub>' 从导通切换为截止)进行了开关切换,第二臂(上臂T<sub>2</sub>始终截止和下臂T<sub>2</sub>' 始终导通)和第三臂(上臂T<sub>3</sub>始终导通和下臂T<sub>3</sub>' 始终截止)没有进行切换。在该PWM周期中,空间电压向量V<sub>5</sub>(001)持续时间为 $t_1$ ,空间电压向量V<sub>6</sub>(101)持续时间为 $t_2$ ,逆变器单元102的输出电压在向量空间中的 $240^\circ \sim 300^\circ$ 中变化。

[0060] 由此,与传统七段式SVPWM控制方法相比较,在传统七段式SVPWM控制方法中,一个PWM周期内需要6次开关切换,其中,由于存在零电压向量(如图9所示,零电压向量V<sub>0</sub>和V<sub>7</sub>),需要进行4次零电压向量的开关切换,而在本申请中,在一个PWM周期只进行1次开关切换,属于两段式SVPWM控制方法,由于本申请在一个PWM周期中没有零电压向量,因此,可以减少2/3倍的逆变器开关切换损失。

[0061] 图5是根据本申请的两段式SVPWM控制方法控制的电力转换器输出的三相开关电路的各相的导通时间与相位的关系示意图。如图5所示,A相例如对应于第一臂(上臂T<sub>1</sub>和下臂T<sub>1</sub>'),B相例如对应于第二臂(上臂T<sub>2</sub>下臂T<sub>2</sub>'),C相例如对应于第三臂(上臂T<sub>3</sub>和下臂T<sub>3</sub>'),下面以向量空间中的 $0^\circ \sim 60^\circ$ 区间为例对图5进行说明。在向量空间中的 $0^\circ \sim 60^\circ$ 区间中,A相的占空比始终大于1,表示A相的上臂T<sub>1</sub>在整个PWM周期中始终导通,下臂T<sub>1</sub>' 在整个PWM周期中始终截止;C相的占空比始终小于-1,表示C相的上臂T<sub>3</sub>在整个PWM周期中始终截止,下臂T<sub>3</sub>' 在整个PWM周期中始终导通;B相的占空比在-1~1之间,当相位为 $0^\circ$ 时,占空比为1,表示上臂T<sub>2</sub>导通,当占空比小于1时,表示上臂T<sub>2</sub>与下臂T<sub>2</sub>' 在进行导通和截止之间的切换(也即,开关切换),实际PWM占空比(DUTY\_PWM)例如具有如下的函数关系: $DUTY\_PWM = 0.5 \times DUTY + 0.5$ ,当相位例如为 $30^\circ$ 时,占空比(DUTY)为0,实际PWM占空比(DUTY\_PWM)为0.5,表示上下臂各导通50%PWM周期。另外,由于A相的上臂与C相的下臂持续导通并不能提高逆变器单元的输出电压,因此,可以利用升压电路单元提高逆变器单元的直流链电压,且电压值与A相或C相的导通时间比例的绝对值成比例,那么逆变器单元将输出与需求电压相符的弦波

电压。由于逆变器单元的输出电压的振幅可由升压电路单元控制决定,因此,在一个PWM周期中,只需要控制逆变器单元中的某一相开关的上下臂的导通时间比例,既可以决定空间电压向量的相位,由此,可以减少2/3倍的逆变器开关切换损失。

[0062] 图6是切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 的一个示例图,切换信号 $PI_1' \sim PI_3'$ 与切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 反相,没有在图6中示出。在切换信号 $PI_1 \sim PI_3$ 和切换信号 $PI_1' \sim PI_3'$ 的控制下,逆变器单元102的输出电压的相位在向量空间中连续变化。此外,可以通过升压电路单元101产生可变的直流链电压,使得逆变器单元102不需要通过输出零电压向量即可输出满足三相电机的振幅需求的电压,因此,只需要改变两个不同的非零电压向量的输出时间比例,就可以达到输出平滑的圆周电压向量,减小电流谐波。

[0063] 图7是控制单元103生成升压信号PB的电路示意图。

[0064] 在至少一个实施例中,如图7所示,控制单元103可以包括电压控制器1031和PWM信号产生器1032,电压控制器1031可以根据升压电路单元101的输出电压 $U_B$ 和目标电压 $U_M$ 确定升压信号PB的占空比 $D_{PB}$ ,目标电压 $U_M$ 例如是三相电机300所需的电压 $U_M$ ,由预先设定的目标占空比 $D_M$ 乘以直流电源104的输出电压 $U_{dc}$ 得到;PWM信号产生器1032根据占空比 $D_{PB}$ 生成升压信号PB提供给升压电路单元101,对升压电路单元101进行升压控制。

[0065] 在至少一个实施例中,如图7所示,可以将由预先设定的目标占空比的峰值 $D_M$ 乘以直流电源104的输出电压 $U_{dc}$ 得到的信号作为电压控制命令,与从升压电路单元101反馈回来的输出电压 $U_B$ 相减,得到电压误差,电压控制器1031可以根据该电压误差计算得到升压信号PB的占空比 $D_{PB}$ ,PWM信号产生器1032将该占空比 $D_{PB}$ 与三角波信号比较后生成升压信号PB。

[0066] 另外,控制单元103也可以根据三相电机所需要的电压的相位确定需要哪两个空间电压向量以及各自持续的时间,从而确定切换信号PI的占空比,将该占空比与另一三角波信号比较生成切换信号PI。生成切换信号PI的三角波的频率与生成升压信号PB的三角波的频率可以不关联。

[0067] 在至少一个实施例中,控制单元103还可以检测升压电路单元101是否处于升压状态,例如,如图1所示,控制单元103可以检测升压电路单元101的输出电压 $U_B$ 和直流电源104的输出电压 $U_{dc}$ ,如果输出电压 $U_B$ 高于直流电源104的输出电压 $U_{dc}$ 并且小于三相电机200所需的电压 $U_M$ ,则判断为升压电路单元101处于升压状态;否则,判断为升压电路单元101没有处于升压状态。在升压电路单元101没有处于升压状态时,控制单元103控制例如以传统七段式SVPWM切换方法或五段式SVPWM切换方法控制逆变器单元102。

[0068] 图11是将本申请实施例的电力变换装置应用于电机驱动器与将利用传统七段式SVPWM切换方法控制的电力变换装置应用于同一个电机驱动器的效率对比示意图。将本申请实施例的电力变换装置应用于电机驱动器,并控制一个交流永磁同步电机,与之相对的,将利用传统七段式SVPWM切换方法控制的电力变换装置同样应用于该电机驱动器并控制交流永磁同步电机,分别计测二者的效率,如图11所示,曲线TS对应于本申请的两段式SVPWM切换方法的效率,曲线CS对应于传统七段式SVPWM切换方法的效率。可以看出,本申请的两段式SVPWM切换方法的效率明显高于传统七段式SVPWM切换方法的效率。

[0069] 根据本申请实施例,使逆变器单元的三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换,仅使另外一相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中

进行导通切换,从而构成两段式空间向量脉冲调制方法。由此,可以减少2/3倍的逆变器开关切换损失,提高驱动器效率。

[0070] 第二方面的实施例

[0071] 本申请第二方面的实施例提供一种电气设备,其具有第一方面的实施例所述的电力变换装置以及三相电机,该电力变换装置对该三相电机的各相进行供电。由于在第一方面的实施例中,已经对该电力变换装置的特征进行了详细说明,其内容被合并于此,此处省略说明。

[0072] 在本申请实施例中,对该电气设备的应用领域和/或应用场景不作限制,例如,其可以应用于交流电动机驱动器与直流/交流电能转换器等应用场合,例如,以蓄电池为电源的驱动器,诸如电动车或机械手臂等;或者用于高速空调/压缩机设备等,或者,也可以是饮水机、洗衣机、扫除机、压缩机、送风机、搅拌机等家电产品,也可以是其他领域的电气设备。

[0073] 根据本申请实施例,在该电力变换装置中,使逆变器单元的三相开关电路中的两相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中不进行导通切换,仅使另外一相的开关元件在一个脉冲宽度调制周期中进行导通切换,从而构成两段式空间向量脉冲调制方法。由此,可以减少2/3倍的逆变器开关切换损失,提高驱动器效率,从而提高电气设备的效率。

[0074] 以上结合具体的实施方式对本申请进行了描述,但本领域技术人员应该清楚,这些描述都是示例性的,并不是对本申请保护范围的限制。本领域技术人员可以根据本申请的精神和原理对本申请做出各种变型和修改,这些变型和修改也在本申请的范围内。

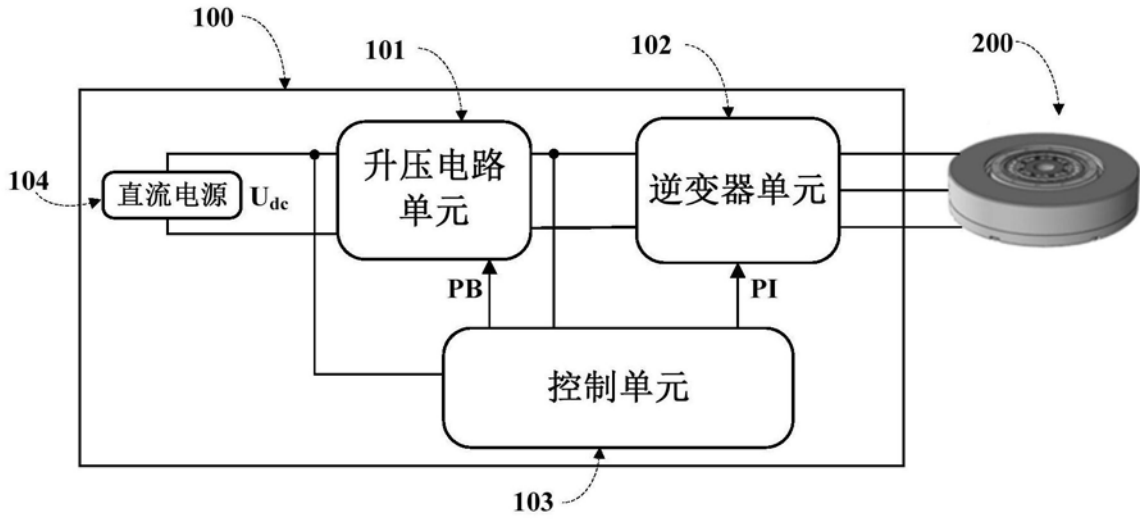


图1

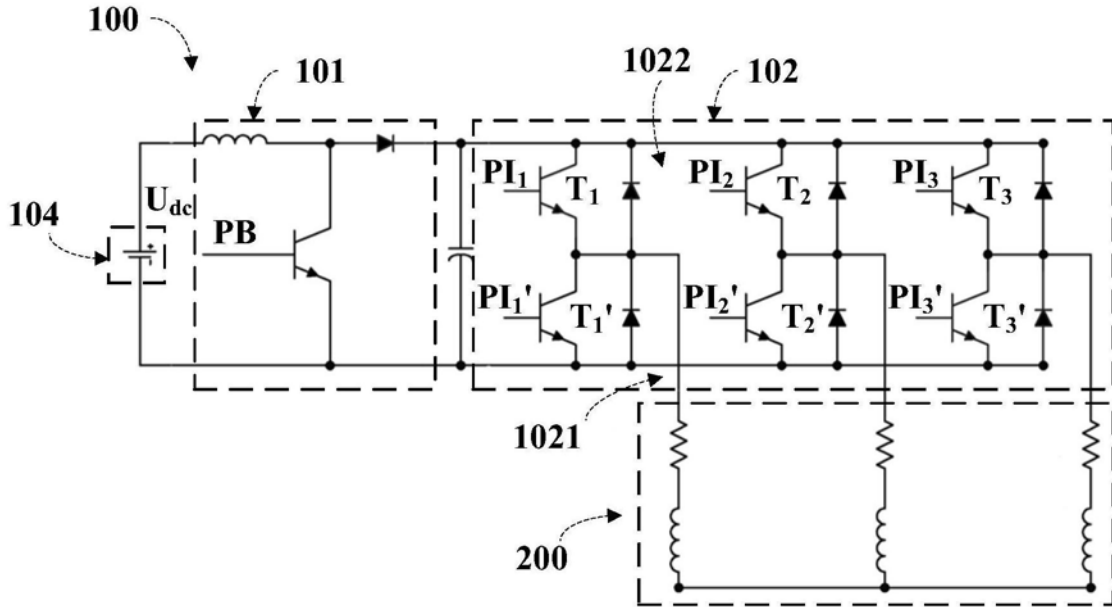


图2

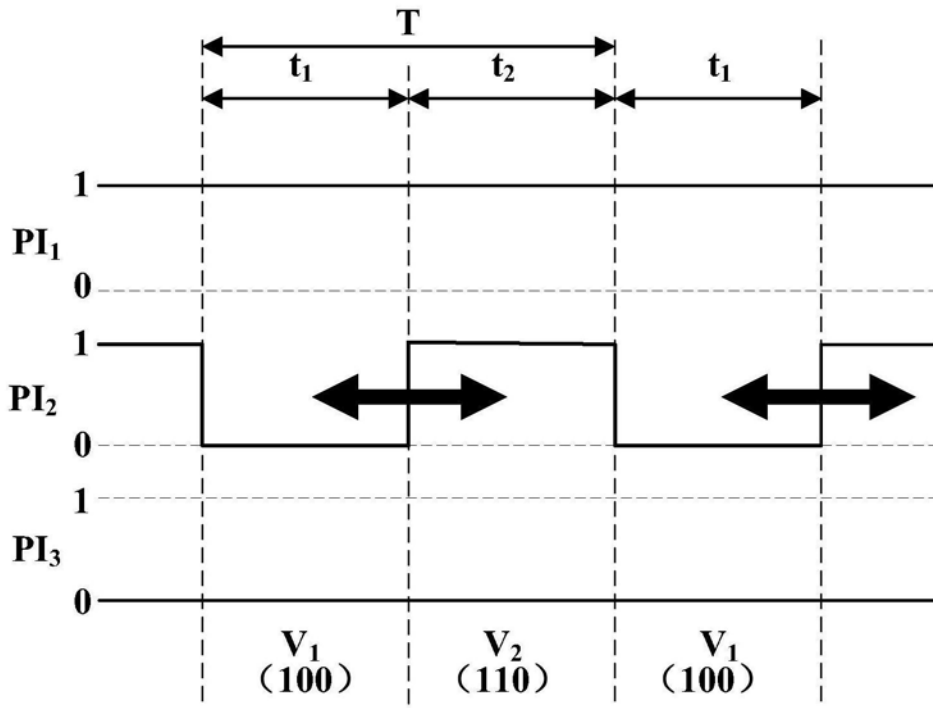


图3

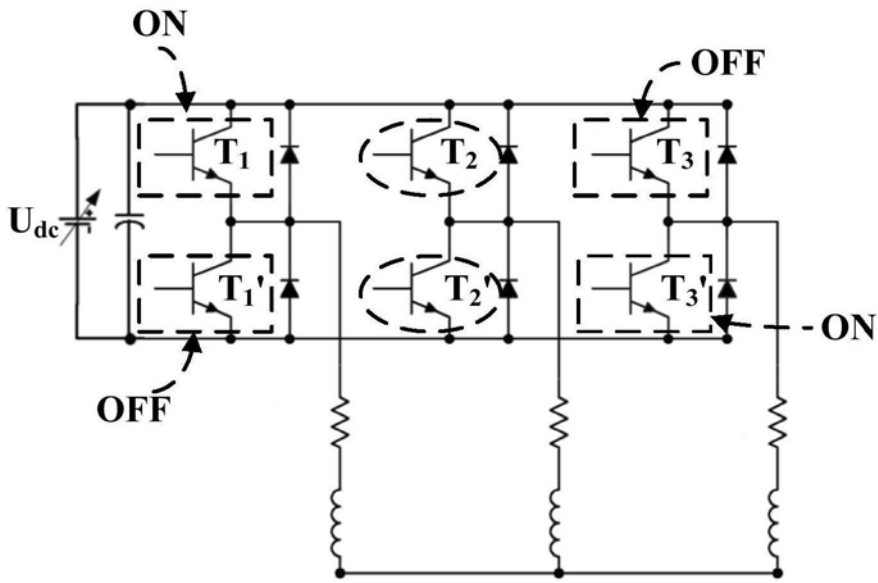


图4

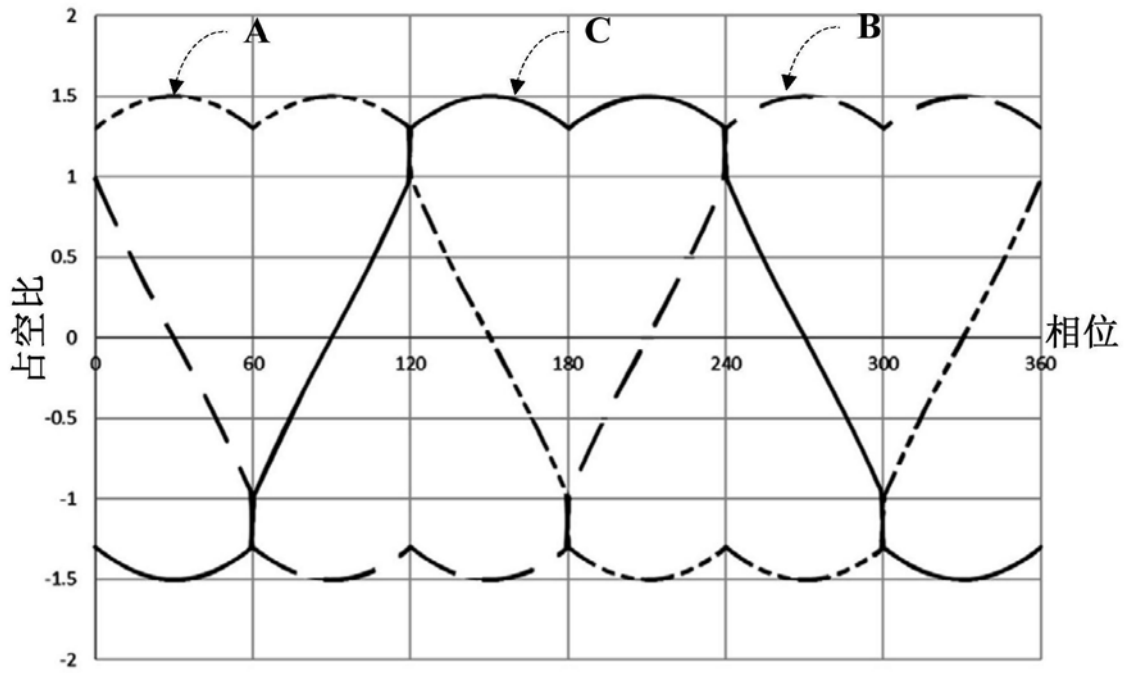


图5

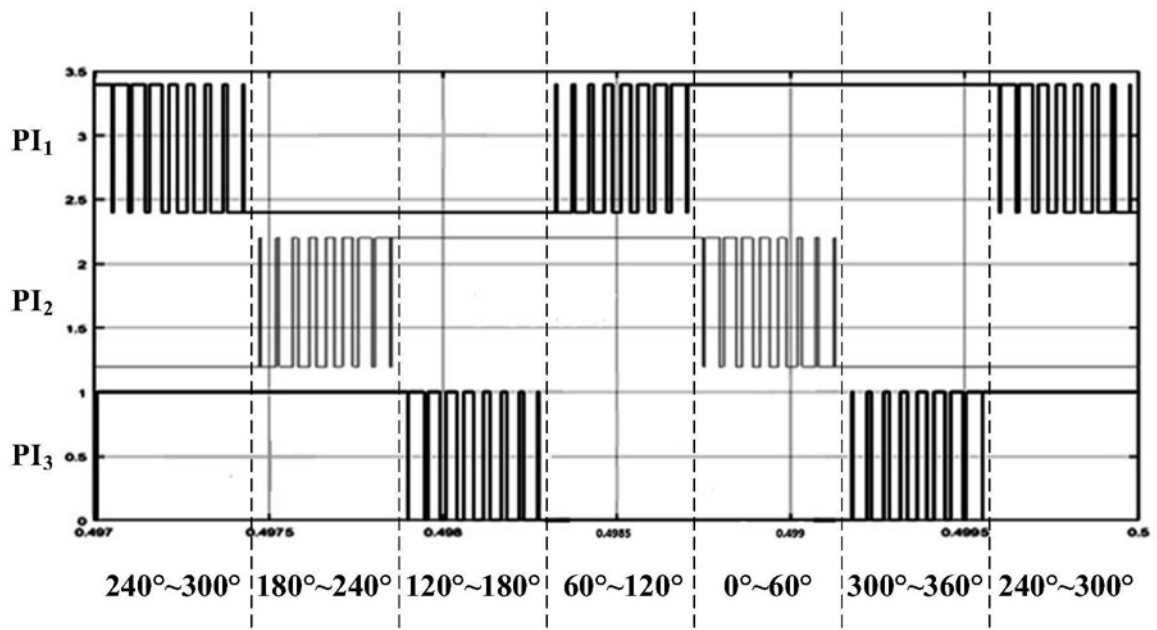


图6

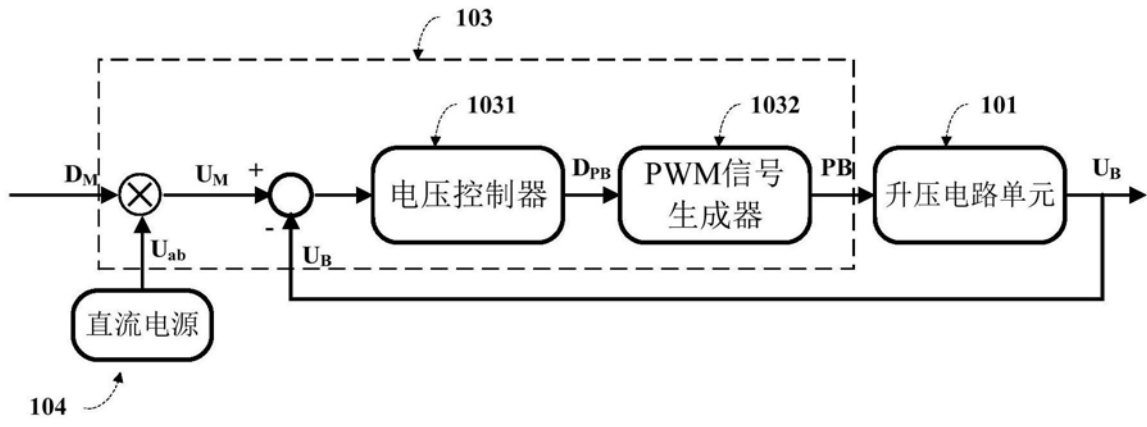


图7

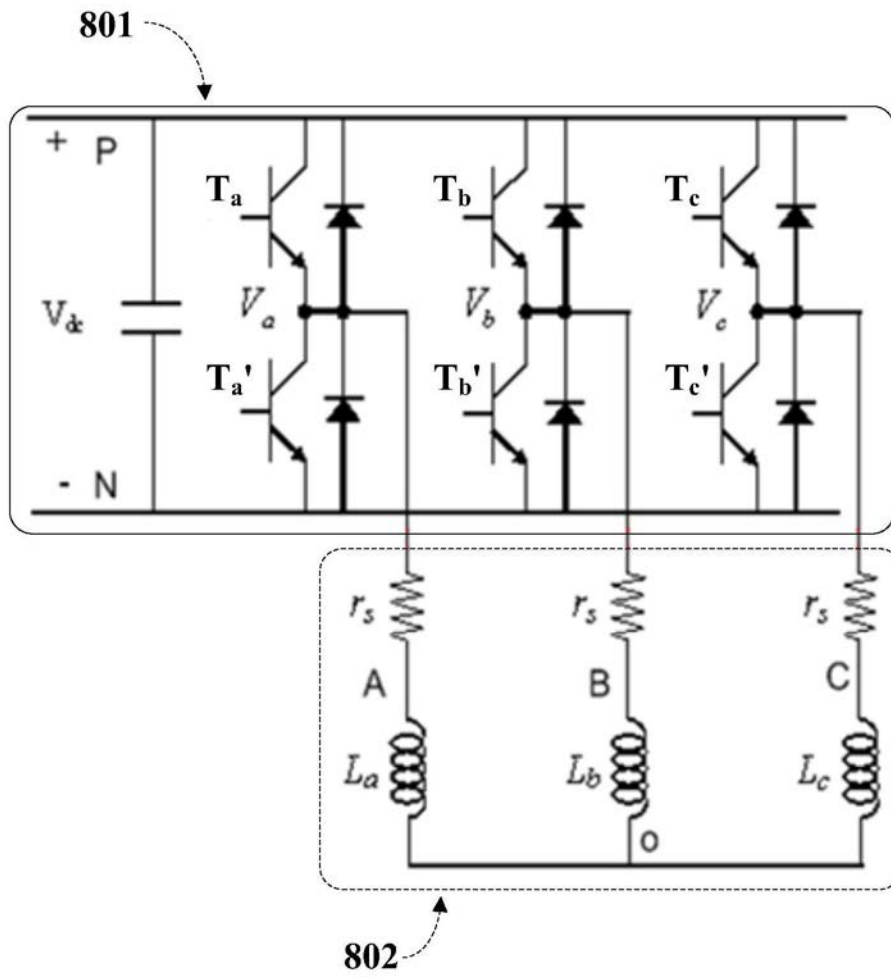


图8

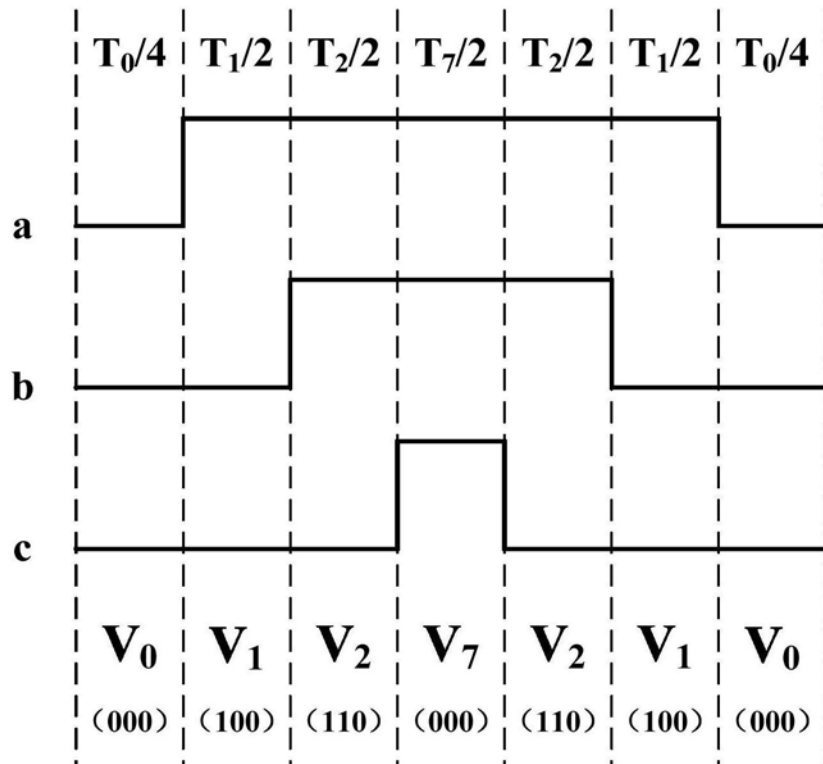


图9

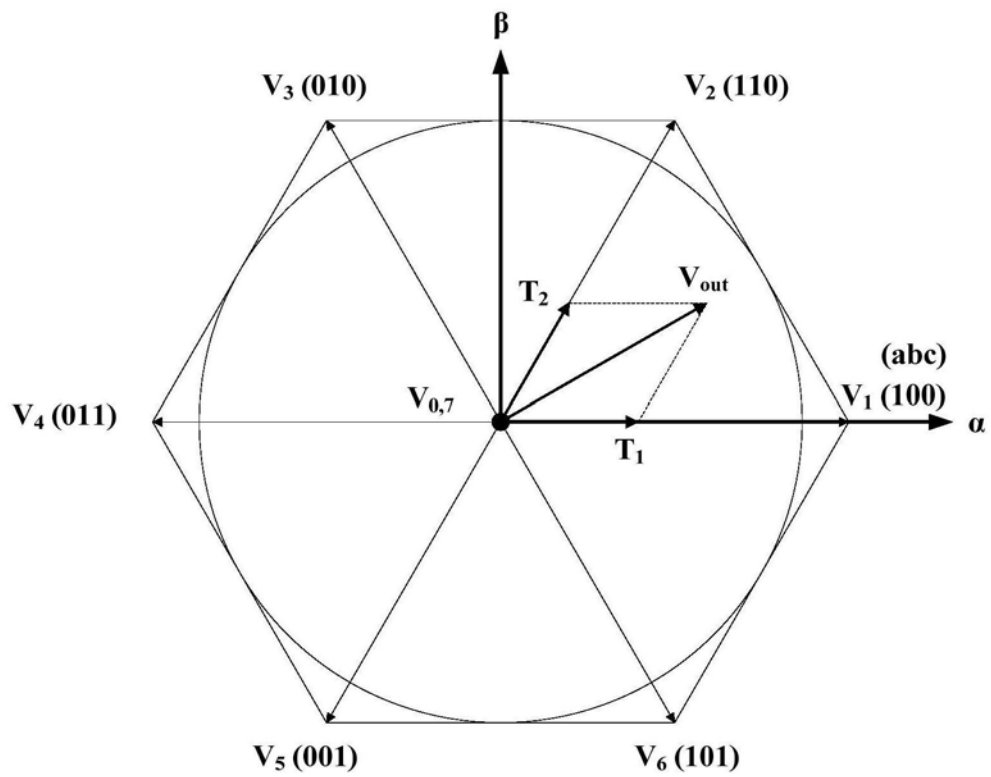


图10



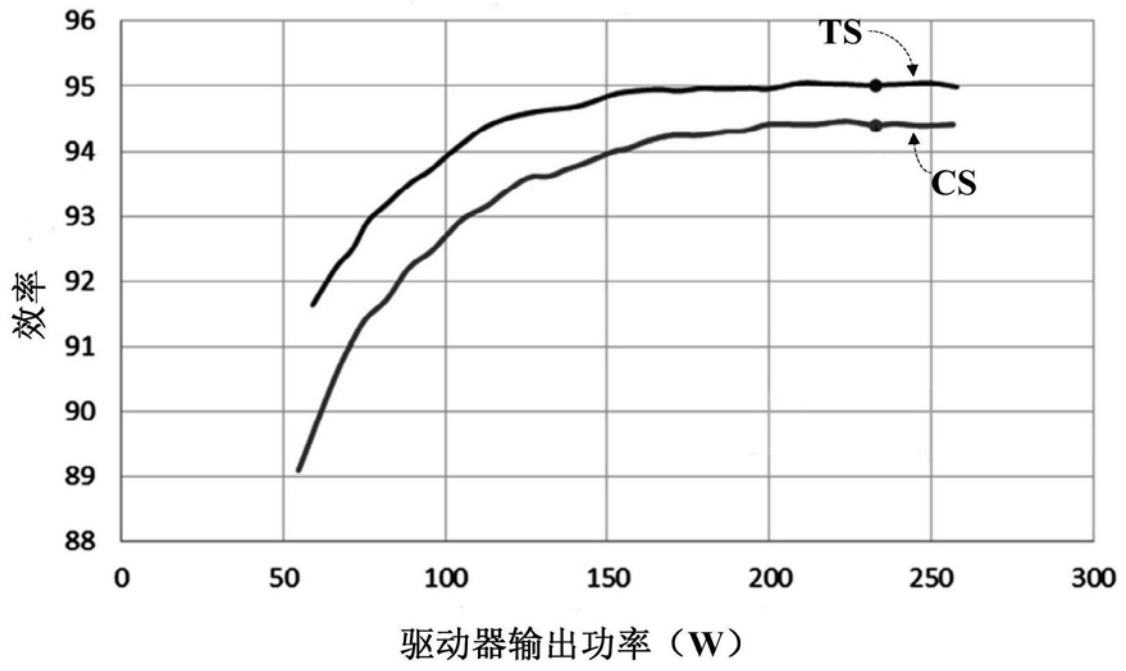


图11