



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112910333 A

(43) 申请公布日 2021.06.04

(21) 申请号 202110164992.1

(22) 申请日 2021.02.06

(71) 申请人 广东希塔变频技术有限公司

地址 528312 广东省佛山市顺德区陈村镇  
顺联国际机械城25座4楼418号广东希塔

(72) 发明人 盛爽 郑长春 黄勇

(51) Int.Cl.

H02P 6/28 (2016.01)

H02P 21/22 (2016.01)

H02P 25/024 (2016.01)

H02P 27/08 (2006.01)

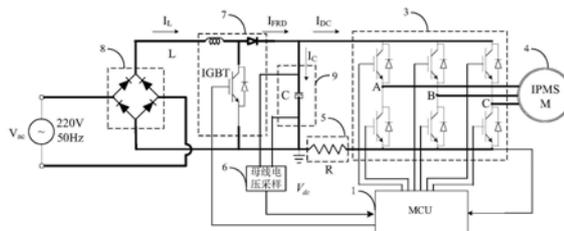
权利要求书2页 说明书10页 附图5页

(54) 发明名称

用于电机驱动的控制方法、装置、电路和变频空调器

(57) 摘要

本发明涉及一种用于电机驱动的控制方法、装置、电路和变频空调器,通过获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序,并根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合,最后根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作,以此能有效的减小电容电流大小,从而减小滤波模块中的滤波的电解电容的体积,从而减少整个控制电路板的体积,并降低成本。



1. 一种用于电机驱动的控制方法,所述电机驱动的控制电路包括PFC电路、控制器和逆变器,其特征在于,所述控制方法包括:

获取所述逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;

根据所述逆变PWM时序确定所述PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与所述逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;

根据所述功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制所述PFC电路的开关管工作。

2. 根据权利要求1所述的用于电机驱动的控制方法,其特征在于,所述PFC电路的开关管的导通时间的中心时刻与所述逆变PWM的中心时刻对齐。

3. 根据权利要求1所述的用于电机驱动的控制方法,其特征在于,所述根据所述逆变PWM时序确定所述PFC电路的开关管的功率因素PWM时序包括:

生成所述功率因素PWM对应的锯齿载波,其中所述锯齿载波的周期为所述三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且所述锯齿载波的起始时刻与所述三角载波的起始时刻或者峰值时刻相同;

将所述PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与所述锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;

将所述PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与所述锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;

将所述第一PWM信号和所述第二PWM信号合成功率因素PWM。

4. 一种用于电机驱动的控制装置,其特征在于,所述控制装置包括:

PFC模块,用于对输入的脉动直流电进行功率因素校正生成平滑的直流电;

逆变器,用于将输入的直流电转换成三相交流电,以驱动所述电机运行;

控制器被配置成:

获取所述逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;

根据所述逆变PWM时序确定所述PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与所述逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;

根据所述功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制所述PFC模块运行。

5. 根据权利要求4所述的控制装置,其特征在于,所述PFC电路的开关管的导通时间的中心时刻与所述逆变PWM的中心时刻对齐。

6. 根据权利要求4所述的控制装置,其特征在于,所述根据所述逆变PWM时序确定所述PFC电路的开关管的功率因素PWM时序时,所述控制器还被配置成:

生成所述功率因素PWM对应的锯齿载波,其中所述锯齿载波的周期为所述三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且所述锯齿载波的起始时刻与所述三角载波的起始时刻相同;

将所述PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与所述锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;

将所述PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与所述锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;

将所述第一PWM信号和所述第二PWM信号合成功率因素PWM。

7. 一种用于变频空调器的控制电路,所述控制电路包括整流模块、滤波模块,其特征在于,所述控制电路还包括权利要求4至6任意一项所述的用于电机驱动的控制装置;

所述整流模块用于对输入到所述电机驱动电路的交流电进行整流输出脉动直流电;

所述滤波模块连接所述PFC设备,用于对所述PFC设备输出的直流电进行滤波,输出平滑直流电,所述滤波模块连接直流母线,并通过所述直流母线为所述控制装置进行供电。

8. 一种变频空调器,其特征在于,所述变频空调器设置有如权利要求7所述的用于变频空调器的控制电路。

## 用于电机驱动的控制方法、装置、电路和变频空调器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于电机驱动的控制方法、装置、电路和变频空调器,属于空调器技术领域。

### 背景技术

[0002] 变频空调中普遍使用交-直-交电压型变频器,中间存在直流储能滤波环节,一般采用大容量电解电容以对直流母线电压进行滤波,大容量的电解电容工作时容易产生纹波电流,为解决此问题,采用多个小容量的电解电容并联的方式以减少单个大电解电容产生的纹波电流,但是这种方案会增加控制器的体积,导致增加安装难度等问题。

### 发明内容

[0003] 具体地,本发明公开一种用于电机驱动的控制方法、装置、电路和变频空调器,以解决电解电容工作时产生的纹波电流问题。

[0004] 本发明提出一种用于电机驱动的控制方法,电机驱动的控制电路包括控制器和逆变器,控制方法包括:

[0005] 获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;

[0006] 根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;

[0007] 根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作。

[0008] 可选地,PFC电路的开关管的导通时间的中心时刻与逆变PWM的中心时刻对齐。

[0009] 可选地,根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序包括:

[0010] 生成功率因素PWM对应的锯齿载波,其中锯齿载波的周期为三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且锯齿载波的起始时刻与三角载波的起始时刻或者峰值时刻相同;

[0011] 将PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;

[0012] 将PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;

[0013] 将第一PWM信号和第二PWM信号合成功率因素PWM。

[0014] 本发明还提出一种用于电机驱动的控制装置,控制装置包括:

[0015] PFC模块,用于对输入的脉动直流电进行功率因素校正生成平滑的直流电;

[0016] 逆变器,用于将输入的直流电转换成三相交流电,以驱动电机运行;

[0017] 控制器被配置成:

[0018] 获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;

[0019] 根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;

[0020] 根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC模块运行。

- [0021] 可选地,PFC电路的开关管的导通时间的中心时刻与逆变PWM的中心时刻对齐。
- [0022] 可选地,根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序时,控制器还被配置成:
- [0023] 生成功率因素PWM对应的锯齿载波,其中锯齿载波的周期为三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且锯齿载波的起始时刻与三角载波的起始时刻相同;
- [0024] 将PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;
- [0025] 将PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;
- [0026] 将第一PWM信号和第二PWM信号合成功率因素PWM。
- [0027] 本发明还提出一种用于变频空调器的控制电路,控制电路包括整流模块、PFC模块和滤波模块,其特征在于,控制电路还包括上述的用于电机驱动的控制装置;
- [0028] 整流模块用于对输入到电机驱动电路的交流电进行整流输出脉动直流电;
- [0029] 所示PFC模块连接整流模块,以对脉动直流电进行功率因素校正;
- [0030] 滤波模块连接PFC模块,用于对FC模块输出的直流电进行滤波,输出平滑直流电,滤波模块连接直流母线,并通过直流母线为控制装置进行供电。
- [0031] 本发明还提出一种变频空调器,其特征在于,变频空调器设置有上述的用于变频空调器的控制电路。
- [0032] 通过上述技术方案,本发明的用于电机驱动的控制方法,通过获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序,并根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合,最后根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作,以此能有效的减小电容电流大小,从而减小滤波模块中的滤波的电解电容的体积,从而减少整个控制电路板的体积,并降低成本。

## 附图说明

- [0033] 图1为本发明实施例的电机驱动电路的电路和框图;
- [0034] 图2A示出了逆变器的开关管的六相阶梯波模式的空间矢量的合成示意图;
- [0035] 图2B示出了与图2A的六相空间矢量对应的电流状态的示意图;
- [0036] 图3为本发明实施例逆变器的PWM的波形以及功率因素PWM波形以及PFC电路中各支路电流波形示意图;
- [0037] 图4为PFC电路中IGBT开关管的开关状态拓扑电路等效图;
- [0038] 图5A为本发明实施例的功率因素PWM信号生成的框图;
- [0039] 图5B为本发明实施例的逆变PWM生成的框图;
- [0040] 图6为本发明实施例的用于电机驱动的控制方法的流程图;
- [0041] 图7为本发明另一实施例的逆变器的PWM的波形以及功率因素PWM波形以及PFC电路中各支路电流波形示意图。

## 具体实施方式

[0042] 需要说明的是,在结构或功能不冲突的情况下,本发明中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。下面根据实例来详细说明本发明。

[0043] 本发明提出一种用于电机驱动的控制方法。如图1所示,该电机驱动电路包括整流模块8、滤波模块9、PFC模块7、控制器1、逆变器3,其中整流模块8将输入的交流电整流成脉动直流电,该电路可以是图1中的桥式整流电路;PFC模块7用于对整流模块8输出的脉动直流电进行功率因素校正,滤波模块9对整流模块8输出的脉动直流电进行滤波,转换成平滑直流电,该滤波模块9主要由大容量的电解电容(如400uF/450V),并通过连接直流母线对逆变器3进行供电;还可进一步包括母线电压采样模块6,用于采集上述直流母线电压Vdc输出到控制器1,电流采样模块5,串联于逆变器3的直流供电回路中,用于采集逆变器3的工作电流并输出到控制器1,控制器1通过计算生成该逆变器3驱动电机4三相绕组的三相电流;控制器1根据上述直流母线电压Vdc和相电流进行矢量控制,最终生成驱动逆变器3的六路开关管的PWM信号,以控制逆变器3驱动电机4运行。

[0044] 其中控制器1的内部的一些处理模块为现有技术,如速度调节器、电流调节器、速度/位置观测器、各坐标变换器包括Clarke变换器、Park变换器和Park逆变换器,以及SVPWM电压调制器都为现有技术。

[0045] 图4示出了的本发明实施例的用于电机驱动的控制方法的流程图,控制方法包括:

[0046] 步骤S100,获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;

[0047] 步骤S200,根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;

[0048] 步骤S300,根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作。

[0049] 在步骤S100中,图2A示出了逆变器的开关管的六相阶梯波模式的空间矢量的合成示意图,图2B示出了与图2A的六相空间矢量对应的电流状态的示意图,通过这两个图示出了逆变器的开关管对应的任意一个矢量由其中相邻的两个矢量合成的示意图,具体以图2A所示的其中一个矢量Vref由相邻的两个矢量V100和V110,其合成时这两个矢量对应于逆变PWM的波形如图3所示,其中SA、SB、SC示出了逆变器的三个桥臂的开关管的逆变PWM波形图,其由相邻的两个矢量V100和V110再加上零矢量组合而成,为了形成这三路PWM波形,对应输出三个数值到PWM波的载波所在的三角波进行比较,以此生成这三路PWM波形。由这三路PWM波形中的高电平、低电平的开始和结束的时刻形成了逆变PWM时序。

[0050] 在步骤S200中,PFC电路的开关管的功率因素PWM信号的生成如图3中的S<sub>IGBT</sub>波形。图4示出了PFC电路的开关管即IGBT导通和关闭状态下的拓扑电路等效图,由图4可知,当PFC模块7的IGBT导通时,电源对PFC模块7的电感充电,滤波模块9的电容对逆变器放电,电容电流等于逆变器直流侧电流,当IGBT关闭时,电容电流等于电感电流与直流侧电流的差值。即有如下公式成立:

$$[0051] \quad I_C = \begin{cases} -I_{DC} & (IGBT \text{ ON}) \\ I_L - I_{DC} & (IGBT \text{ OFF}) \end{cases}$$

[0052] 其中IC为电解电容电流,I<sub>DC</sub>为逆变器直流侧电流,IL为电感电流,在IGBT ON即导

通时 $I_{FRD}$ 即逆变二极管的电流为零,而IGBT OFF即关闭时 $I_{FRD}$ 等于 $I_L$ 。

[0053] 进一步的,可结合图2B的逆变器的开关管的开关状态的直流侧电流 $I_{DC}$ 和开关状态 $S$ 的关系为如下公式:

$$[0054] \quad I_{DC} = \begin{cases} -(I_B + I_C) = I_A & S = 100 \\ -I_C & S = 110 \\ -(I_A + I_C) = I_B & S = 010 \\ -I_A & S = 011 \\ -(I_A + I_B) = I_C & S = 001 \\ -I_B & S = 101 \\ 0 & S = 000 \\ 0 & S = 111 \end{cases}$$

[0055] 其中 $I_A$ 、 $I_B$ 、 $I_C$ 为逆变器输出到电机的A、B、C相绕组的电流。

[0056] 综合上述两个公式可得:

$$[0057] \quad I_C = I_{FRD} - I_{DC}$$

$$[0058] \quad = (1 - S_{IGBT}) I_L - [(1 - S_A) I_A - (1 - S_B) I_B - (1 - S_C) I_C]$$

[0059] 其中 $S_{IGBT}$ 为1表示IGBT导通,0表示关闭; $S_x$  ( $x=A/B/C$ )表示逆变器 $x$ 相桥臂上开关管状态,为1表示该相上开关管导通,0表示关闭。

[0060] 由上述公式可知,电解电容电流 $I_C$ 与IGBT开关状态 $S_{IGBT}$ 、电感电流 $I_L$ 以及逆变器的开关状态 $S_x$ 相关,电感电流 $I_L$ 一般与PFC算法相关,一般相对固定,而IGBT开关状态 $S_{IGBT}$ 和逆变器的开关状态 $S_x$ 的对应关系,即PFC电路的开关管的功率因素PWM信号和逆变PWM信号对应关系即二者的时序对电解电容电流 $I_C$ 起到重大的影响,具体存在以下几种情况:

[0061] 第一种,在IGBT导通的中心时刻与逆变PWM中心对齐,如图3所示,功率因素PWM即IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中导通的时间的中心时刻与逆变PWM即 $S_A$ 、 $S_B$ 、 $S_C$ 的中心时刻对齐。当IGBT导通时,此时对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为111,即此时为零矢量,因此直流侧电流 $I_{DC}$ 为零,而在IGBT导通时电解电容电流 $I_C$ 大小等于直流侧电流 $I_{DC}$ ,因此此时电解电容电流 $I_C$ 为零。而在IGBT关闭时,其关闭时刻的时间段与逆变器的非零矢量也即图3中的T1和T2时间段对齐,此时电容电流为电感电流与直流侧电流之差,又由于电机电动状态下直流侧电流为正,所以该差值小于电感电流。在这种情况下,从图3中可以看出,逆变PWM对应的逆变器零矢量即逆变PWM一个周期内除T1和T2以外的时间段完全将IGBT管PWM信号中的导通时间段包括在内。从图3可以看出,电容电流 $I_C$ 主要由IGBT导通期间的零电流、IGBT关闭期间的电感电流 $I_L$ 、电感电流 $I_L$ 与直流侧电流 $I_{DC}$ 之差组成,因此电容电流 $I_C$ 的有效值一定小于电感电流 $I_L$ ,甚至有可能小于电机绕组的电流。

[0062] 第二种,在IGBT导通的关闭时刻与逆变PWM中心对齐,如图7所示,功率因素PWM即IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中关闭的时间的中心时刻与逆变PWM即 $S_A$ 、 $S_B$ 、 $S_C$ 的中心时刻对齐。当IGBT导通时,此时对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为非零矢量即图7中的T1和T2时间段,此时电容电流 $I_C$ 等于反相的直流侧电流 $I_{DC}$ ,为负值;而在IGBT关闭时,其关闭时刻的时间段对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为111,即此时为零矢量,因此直流侧电流 $I_{DC}$ 为零,因此此时的电容电流 $I_C$ 等于电感电流 $I_L$ 。从图7中可以看出,逆变PWM对应的逆变器非零矢量与IGBT管PWM信号中的导通时间完全对应。从图7可以看出,电容电流 $I_C$ 主要由电感电流 $I_L$

以及反相的直流侧电流IDC组成,其电容电流IC的有效值为电感电流IL和电机绕组电流的叠加,因此其电流大小要明显大于第一种情况。

[0063] 第三种,IGBT导通的中心时刻处于逆变PWM中心以及逆变PWM起始时刻之间,此时IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中导通的时间中的部分与逆变PWM的零矢量存在重合。其电容电流IC的有效值的大小处于第一种和第二种情况之间。

[0064] 从上述分析可知,第二种情况下电容电流IC最大,而第一和第三种情况下电容电流IC较小,因此如果逆变器和PFC电路工作于第一和第三中方式,其能有效的减少滤波模块上的纹波电流,同时电容电流的减少使得可以采用容量较小的滤波模块中的电解电容,以此因为电解电容的体积占据整个控制电路的空间较大,因此电解电容体积的减少能有效的减少控制电路板的体积,从而降低成本。

[0065] 而在第一和第三中方式中,逆变PWM的零矢量至少部分的与功率因素PWM中的IGBT的导通时间存在重合,其中第一种情况IGBT的全部导通时间处于逆变PWM的零矢量时间之内。因此在获取到逆变PWM的时序后,即可根据其时序来确定功率因素PWM的时序,以此使得逆变PWM的零矢量至少部分的与功率因素PWM中的IGBT的导通时间存在重合,从而减少电容电流IC,以此最终减少控制电路板的体积和成本,并提升整个控制电路的工作可靠性。

[0066] 在步骤S300中,根据确定的功率因素PWM的时序对应的PFC电路的开关管工作,以此控制PFC电路运行,从而提升其工作可靠性。

[0067] 其中生成开关管的功率因素PWM中的占空比数值的具体过程为现有技术,可参考单周期或者平均电流方案,在此不做详细说明,而逆变器PWM对应的占空比的生成方式也为现有技术,在此不做详细说明。

[0068] 本发明的用于电机驱动的控制方法,通过获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序,并根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合,最后根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作,以此能有效的减小电容电流大小,从而减小滤波模块中的滤波的电解电容的体积,从而减少整个控制电路板的体积,并降低成本。

[0069] 在本发明的一些实施例中,根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序包括:

[0070] 步骤S210,生成功率因素PWM对应的锯齿载波,其中锯齿载波的周期为三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且锯齿载波的起始时刻与三角载波的起始时刻或者峰值时刻相同;

[0071] 步骤S220,将PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;

[0072] 步骤S230,将PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;

[0073] 步骤S240,将第一PWM信号和第二PWM信号合成功率因素PWM。

[0074] 该实施例相对上一实施例,给出了根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序的其中一中实施方式。

[0075] 其中在步骤S210中,如图3所示,锯齿波载波IGBT CNT的周期为三路桥臂的逆变

PWM的三角载波PWM CNT的一半,且二者的起始时刻相同,或者锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的峰值时刻相同。如图3中左起第一个锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的起始时刻相同,接着的第二个锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的峰值时刻相同。

[0076] 在步骤S220中,将PFC电路的开关管即IGBT的占空比对应的数值Duty分成两部分,其中一半Duty/2与锯齿波载波IGBT CNT进行比较,生成第一功率因素PWM,如图3中PWM波形 $S1_{IGBT}$ 。

[0077] 在步骤S230中,将PFC电路的开关管即IGBT的占空比对应的数值Duty的剩下一半 $1-Duty/2$ 与锯齿波载波IGBT CNT进行比较,生成第二功率因素PWM,如图3中PWM波形 $S2_{IGBT}$ 。

[0078] 在步骤S240中,将上述的第一PWM信号和第二PWM信号进行叠加合成功率因素PWM,可通过这里两个信号经过或门进行叠加以最后生成功率以上PWM。如图5A所示,IGBT的占空比对应的数值Duty分成两路,其一路经1/2比例放大器其分离出Duty/2,并和三角载波PWM CNT送入第一个比较器以生成第一功率因素PWM,另外一路经减法器得到剩余的 $1-Duty/2$ 并和三角载波PWM CNT送入第二个比较器生成第二功率因素PWM,最后这两路功率因素PWM送入到或门进行叠加,最终生成功率因素PWM信号。

[0079] 这里生成的功率因素PWM中导通的中心时刻与逆变PWM中心对齐,因此用来控制PFC的IGBT开关管工作时,电解电容电流IC的电流最小,以此有效的降低电解电容容量,从而减少整个控制电路板的体积并降低成本。

[0080] 本发明还提出一种用于电机驱动的控制装置,控制装置所在的电机驱动如图1所示,该控制装置包括整流模块8、PFC模块7、滤波模块9和控制器,其中整流模块8将输入的交流电整流成脉动直流电,该电路可以是图1中的桥式整流电路;PFC模块7用于对整流模块8输出的脉动直流电进行功率因素校正,滤波模块9对整流模块8输出的脉动直流电进行滤波,转换成平滑直流电,该滤波模块9主要由大容量的电解电容(如400uF/450V),并通过连接直流母线对逆变器3进行供电,还可进一步包括母线电压采样模块6,用于采集上述直流母线电压Vdc输出到控制器1,电流采样模块5,串联于逆变器3的直流供电回路中,用于采集逆变器3的工作电流并输出到控制器1,控制器1通过计算生成该逆变器3驱动电机4三相绕组的三相电流;控制器1根据上述直流母线电压Vdc和相电流进行矢量控制,最终生成驱动逆变器3的六路开关管的PWM信号,以控制逆变器3驱动电机4运行。其中控制器1的内部的一些处理模块为现有技术,如速度调节器、电流调节器、速度/位置观测器、各坐标变换器包括Clarke变换器、Park变换器和Park逆变换器,以及SVPWM电压调制器都为现有技术。

[0081] 其中控制器被配置成:获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序;根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合;根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC模块运行。

[0082] 图2A示出了逆变器的开关管的六相阶梯波模式的空间矢量的合成示意图,图2B示出了与图2A的六相空间矢量对应的电流状态的示意图,通过这两个图示出了逆变器的开关管对应的任意一个矢量由其中相邻的两个矢量合成的示意图,具体以图2A所示的其中一个矢量Vref由相邻的两个矢量V100和V110,其合成时这两个矢量对应于逆变PWM的波形如图3所示,其中SA、SB、SC示出了逆变器的三个桥臂的开关管的逆变PWM波形图,其由相邻的两个

矢量V100和V110再加上零矢量组合而成,为了形成这三路PWM波形,对应输出三个数值到PWM波的载波所在的三角波进行比较,以此生成这三路PWM波形。具体在控制器内部可设置有如5B所示的设备其中包括对称三角波发生器如6KHZ的对称三角波发生器,以及三个比较器,其中三个PWM波形对应的占空比数值DutyA、DutyB、DutyC分别输入到这三个比较器的一个输入端,而对称三角波发生器输出的载波分别输入到这三个比较器的另一个输入端,从这个三个比较器的输出端分别输出这三路PWM波形TA、TB和TC,即对应图3中的SA、SB、SC。由这三路PWM波形中的高电平、低电平的开始和结束的时刻形成了逆变PWM时序。

[0083] PFC电路的开关管的功率因素PWM信号的生成如图3中的 $S_{IGBT}$ 波形。图4示出了PFC电路的开关管即IGBT导通和关闭状态下的拓扑电路等效图,由图4可知,当PFC模块7的IGBT导通时,电源对PFC模块7的电感充电,滤波模块9的电容对逆变器放电,电容电流等于逆变器直流侧电流,当IGBT关闭时,电容电流等于电感电流与直流侧电流的差值。即有如下公式成立:

$$[0084] \quad I_C = \begin{cases} -I_{DC} & (IGBT \text{ ON}) \\ I_L - I_{DC} & (IGBT \text{ OFF}) \end{cases}$$

[0085] 其中 $I_C$ 为电解电容电流, $I_{DC}$ 为逆变器直流侧电流, $I_L$ 为电感电流,在IGBT ON即导通时 $I_{FRD}$ 即逆变二极管的电流为零,而IGBT OFF即关闭时 $I_{FRD}$ 等于 $I_L$ 。

[0086] 进一步的,可结合图2B的逆变器的开关管的开关状态的直流侧电流 $I_{DC}$ 和开关状态 $S$ 的关系为如下公式:

$$[0087] \quad I_{DC} = \begin{cases} -(I_B + I_C) = I_A & S = 100 \\ -I_C & S = 110 \\ -(I_A + I_C) = I_B & S = 010 \\ -I_A & S = 011 \\ -(I_A + I_B) = I_C & S = 001 \\ -I_B & S = 101 \\ 0 & S = 000 \\ 0 & S = 111 \end{cases}$$

[0088] 其中 $I_A$ 、 $I_B$ 、 $I_C$ 为逆变器输出到电机的A、B、C相绕组的电流。

[0089] 综合上述两个公式可得:

$$[0090] \quad I_C = I_{FRD} - I_{DC}$$

$$[0091] \quad = (1 - S_{IGBT}) I_L - [(1 - S_A) I_A - (1 - S_B) I_B - (1 - S_C) I_C]$$

[0092] 其中 $S_{IGBT}$ 为1表示IGBT导通,0表示关闭; $S_x$  ( $x=A/B/C$ )表示逆变器 $x$ 相桥臂上开关管状态,为1表示该相上开关管导通,0表示关闭。

[0093] 由上述公式可知,电解电容电流 $I_C$ 与IGBT开关状态 $S_{IGBT}$ 、电感电流 $I_L$ 以及逆变器的开关状态 $S_x$ 相关,电感电流 $I_L$ 一般与PFC算法相关,一般相对固定,而IGBT开关状态 $S_{IGBT}$ 和逆变器的开关状态 $S_x$ 的对应关系,即PFC电路的开关管的功率因素PWM信号和逆变PWM信号对应关系即二者的时序对电解电容电流 $I_C$ 起到重大的影响,具体存在以下几种情况:

[0094] 第一种,在IGBT导通的中心时刻与逆变PWM中心对齐,如图3所示,功率因素PWM即IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中导通的时间的中心时刻与逆变PWM即SA、SB、SC的中心时刻对齐。当

IGBT导通时,此时对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为111,即此时为零矢量,因此直流侧电流 $I_{DC}$ 为零,而在IGBT导通时电解电容电流 $I_C$ 大小等于直流侧电流 $I_{DC}$ ,因此此时电解电容电流 $I_C$ 为零。而在IGBT关闭时,其关闭时刻的时间段与逆变器的非零矢量也即图3中的T1和T2时间段对齐,此时电容电流为电感电流与直流侧电流之差,又由于电机电动状态下直流侧电流为正,所以该差值小于电感电流。在这种情况下,从图3中可以看出,逆变PWM对应的逆变器零矢量即逆变PWM一个周期内除T1和T2以外的时间段完全将IGBT管PWM信号中的导通时间段包括在内。从图3可以看出,电容电流 $I_C$ 主要由IGBT导通期间的零电流、IGBT关闭期间的电感电流 $I_L$ 、电感电流 $I_L$ 与直流侧电流 $I_{DC}$ 之差组成,因此电容电流 $I_C$ 的有效值一定小于电感电流 $I_L$ ,甚至有可能小于电机绕组的电流。

[0095] 第二种,在IGBT导通的关闭时刻与逆变PWM中心对齐,如图7所示,功率因素PWM即IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中关闭的时间的中心时刻与逆变PWM即SA、SB、SC的中心时刻对齐。当IGBT导通时,此时对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为非零矢量即图7中的T1和T2时间段,此时电容电流 $I_C$ 等于反相的直流侧电流 $I_{DC}$ ,为负值;而在IGBT关闭时,其关闭时刻的时间段对应的逆变PWM对应的逆变器矢量为111,即此时为零矢量,因此直流侧电流 $I_{DC}$ 为零,因此此时的电容电流 $I_C$ 等于电感电流 $I_L$ 。从图7中可以看出,逆变PWM对应的逆变器非零矢量与IGBT管PWM信号中的导通时间完全对应。从图7可以看出,电容电流 $I_C$ 主要由电感电流 $I_L$ 以及反相的直流侧电流 $I_{DC}$ 组成,其电容电流 $I_C$ 的有效值为电感电流 $I_L$ 和电机绕组电流的叠加,因此其电流大小要明显大于第一种情况。

[0096] 第三种,IGBT导通的中心时刻处于逆变PWM中心以及逆变PWM起始时刻之间,此时IGBT管PWM信号 $S_{IGBT}$ 中导通的时间中的部分与逆变PWM的零矢量存在重合。其电容电流 $I_C$ 的有效值的大小处于第一种和第二种情况之间。

[0097] 从上述分析可知,第二种情况下电容电流 $I_C$ 最大,而第一和第三种情况下电容电流 $I_C$ 较小,因此如果逆变器和PFC电路工作于第一和第三中方式,其能有效的减少滤波模块上的纹波电流,同时电容电流的减少使得可以采用容量较小的滤波模块中的电解电容,以此因为电解电容的体积占据整个控制电路的空间较大,因此电解电容体积的减少能有效的减少控制电路板的体积,从而降低成本。

[0098] 而在第一和第三中方式中,逆变PWM的零矢量至少部分的与功率因素PWM中的IGBT的导通时间存在重合,其中第一种情况IGBT的全部导通时间处于逆变PWM的零矢量时间之内。因此在获取到逆变PWM的时序后,即可根据其时序来确定功率因素PWM的时序,以此使得逆变PWM的零矢量至少部分的与功率因素PWM中的IGBT的导通时间存在重合,从而减少电容电流 $I_C$ ,以此最终减少控制电路板的体积和成本,并提升整个控制电路的工作可靠性。

[0099] 根据确定的功率因素PWM的时序对应的PFC电路的开关管工作,以此控制PFC电路运行,从而提升其工作可靠性。

[0100] 其中生成开关管的功率因素PWM中的占空比数值的具体过程为现有技术,可参考单周期或者平均电流方案,在此不做详细说明,而逆变器PWM对应的占空比的生成方式也为现有技术,在此不做详细说明。

[0101] 本发明的用于电机驱动的控制装置,控制器通过获取逆变器的三路桥臂的逆变PWM时序,并根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序,其中功率因素PWM信号中的控制开关管的导通时间至少部分的与逆变PWM对应的逆变器零矢量的时间重合,

最后根据功率因素PWM时序对应的功率因素PWM控制PFC电路的开关管工作,以此能有效的减小电容电流大小,从而减小滤波模块中的滤波的电解电容的体积,从而减少整个控制电路板的体积,并降低成本。

[0102] 在本发明的一些实施例中,根据逆变PWM时序确定PFC电路的开关管的功率因素PWM时序时,控制器还被配置成:

[0103] 生成功率因素PWM对应的锯齿载波,其中锯齿载波的周期为三路桥臂的逆变PWM的三角载波的一半,且锯齿载波的起始时刻与三角载波的起始时刻相同;

[0104] 将PFC电路的开关管的占空比的一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第一功率因素PWM;

[0105] 将PFC电路的开关管的占空比的剩余一半对应的数值与锯齿载波进行比较生成第二功率因素PWM;

[0106] 将第一PWM信号和第二PWM信号合成功率因素PWM。

[0107] 如图3所示,锯齿波载波IGBT CNT的周期为三路桥臂的逆变PWM的三角载波PWM CNT的一半,且二者的起始时刻相同,或者锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的峰值时刻相同。如图3中左起第一个锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的起始时刻相同,接着的第二个锯齿波载波IGBT CNT的起始时刻与三角载波PWM CNT的峰值时刻相同。

[0108] 将PFC电路的开关管即IGBT的占空比对应的数值Duty分成两部分,其中一半Duty/2与锯齿波载波IGBT CNT进行比较,生成第一功率因素PWM,如图3中PWM波形S1<sub>IGBT</sub>。

[0109] 将PFC电路的开关管即IGBT的占空比对应的数值Duty的剩下一半1-Duty/2与锯齿波载波IGBT CNT进行比较,生成第二功率因素PWM,如图3中PWM波形S2<sub>IGBT</sub>。

[0110] 将上述的第一PWM信号和第二PWM信号进行叠加合成功率因素PWM,可通过这里两个信号经过或门进行叠加以最后生成功率以上PWM。如图5A所示,IGBT的占空比对应的数值Duty分成两路,其一路经1/2比例放大器其分离出Duty/2,并和三角载波PWM CNT送入第一个比较器以生成第一功率因素PWM,另外一路经减法器得到剩余的1-Duty/2并和三角载波PWM CNT送入第二个比较器生成第二功率因素PWM,最后这两路功率因素PWM送入到或门进行叠加,最终生成功率因素PWM信号。

[0111] 这里生成的功率因素PWM中导通的中心时刻与逆变PWM中心对齐,因此用来控制PFC的IGBT开关管工作时,电解电容电流IC的电流最小,以此有效的降低电解电容容量,从而减少整个控制电路板的体积并降低成本。

[0112] 本发明还提出一种用于变频空调器的控制电路,如图1所示,控制电路包括整流模块8、PFC模块7和滤波模块9,控制电路还包括上述实施例中提到的用于电机驱动的控制装置。

[0113] 其中整流模块8用于对输入到电机驱动电路的交流电进行整流输出脉动直流电;

[0114] 所示PFC模块7连接整流模块8,以对脉动直流电进行功率因素校正;

[0115] 滤波模块9连接PFC模块7,用于对FC模块输出的直流电进行滤波,输出平滑直流电,滤波模块9连接直流母线,并通过直流母线为控制装置进行供电。

[0116] 本发明还提出一种变频空调器,变频空调器设置有上述实施例提到的用于变频空调器的控制电路。

[0117] 在本说明书的描述中,参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示例”、“具体示例”或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中,对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且,描述的具体特征、结构、材料或者特点可以在任何的一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

[0118] 在本发明的描述中,需要理解的是,术语“中心”、“纵向”、“横向”、“长度”、“宽度”、“厚度”、“上”、“下”、“前”、“后”、“左”、“右”、“竖直”、“水平”、“顶”、“底”、“内”、“外”、“顺时针”、“逆时针”、“轴向”、“径向”、“周向”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系,仅是为了便于描述本发明和简化描述,而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作,因此不能理解为对本发明的限制。

[0119] 此外,术语“第一”、“第二”仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。由此,限定有“第一”、“第二”的特征可以明示或者隐含地包括至少一个该特征。在本发明的描述中,“多个”的含义是至少两个,例如两个,三个等,除非另有明确具体的限定。

[0120] 在本发明中,除非另有明确的规定和限定,术语“安装”、“相连”、“连接”、“固定”等术语应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或成一体;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通或两个元件的相互作用关系,除非另有明确的限定。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0121] 在本发明中,除非另有明确的规定和限定,第一特征在第二特征“上”或“下”可以是第一和第二特征直接接触,或第一和第二特征通过中间媒介间接接触。而且,第一特征在第二特征“之上”、“上方”和“上面”可是第一特征在第二特征正上方或斜上方,或仅仅表示第一特征水平高度高于第二特征。第一特征在第二特征“之下”、“下方”和“下面”可以是第一特征在第二特征正下方或斜下方,或仅仅表示第一特征水平高度小于第二特征。

[0122] 尽管上面已经示出和描述了本发明的实施例,可以理解的是,上述实施例是示例性的,不能理解为对本发明的限制,本领域的普通技术人员在本发明的范围内可以对上述实施例进行变化、修改、替换和变型。

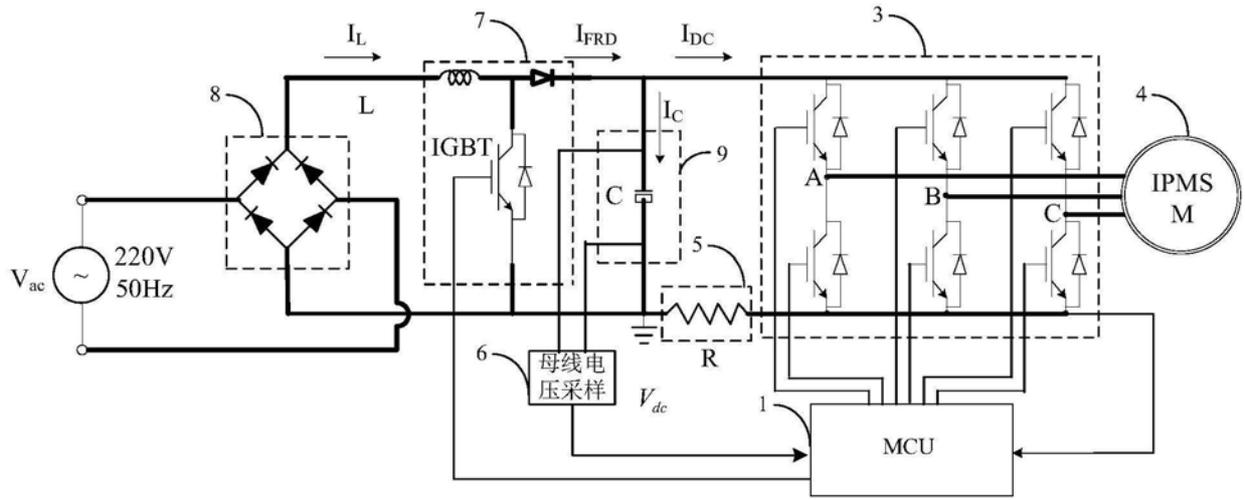


图1

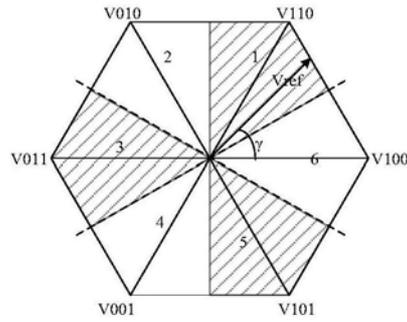


图2A

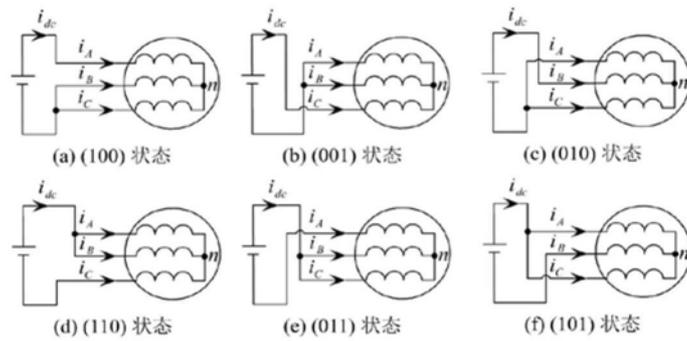


图2B

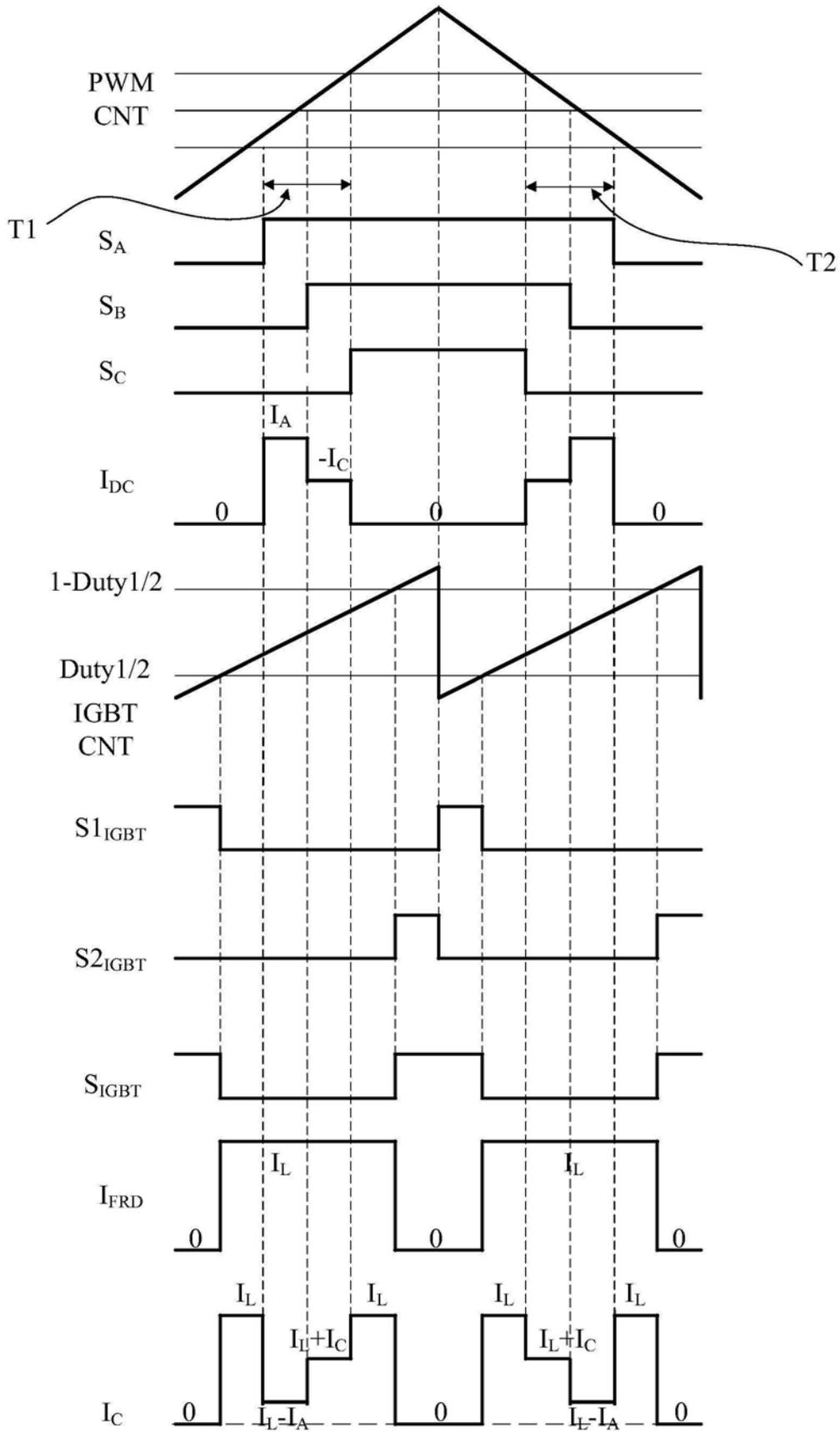


图3

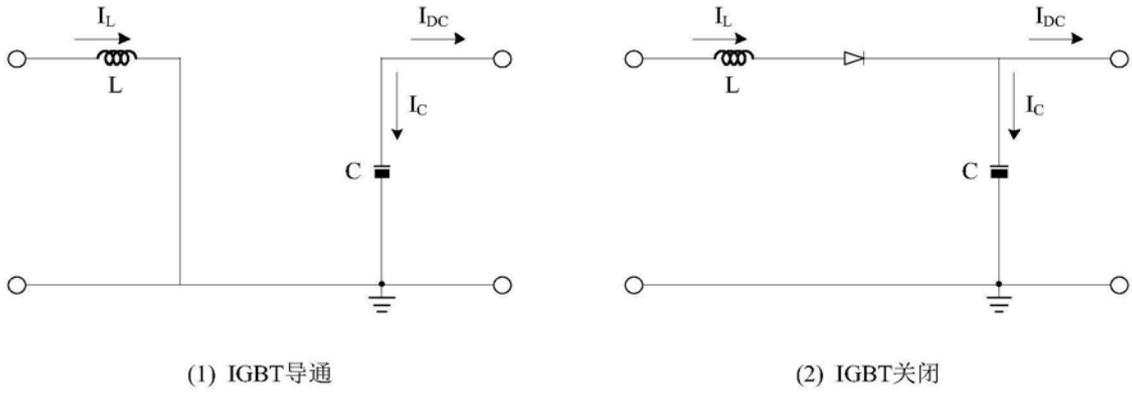


图4

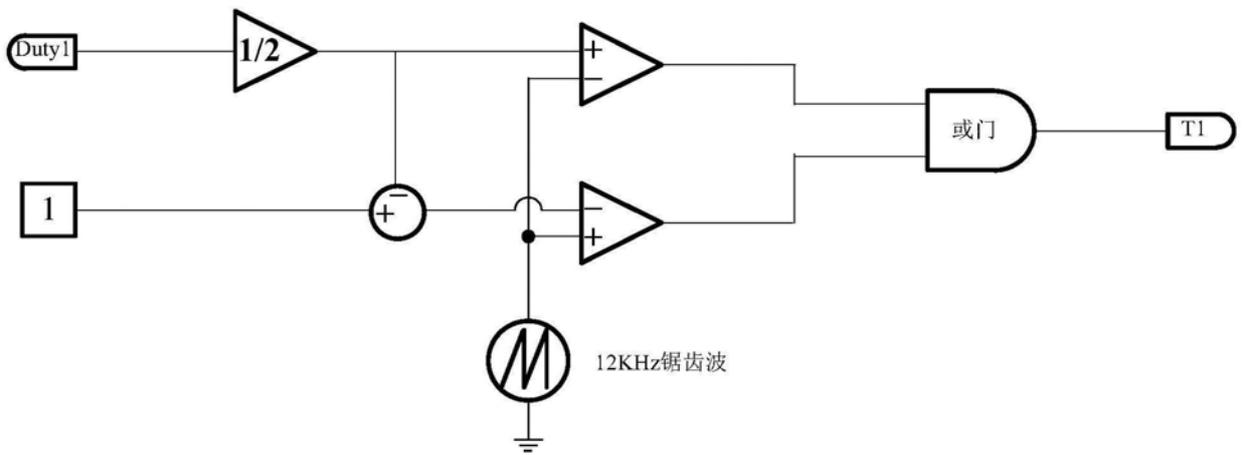


图5A

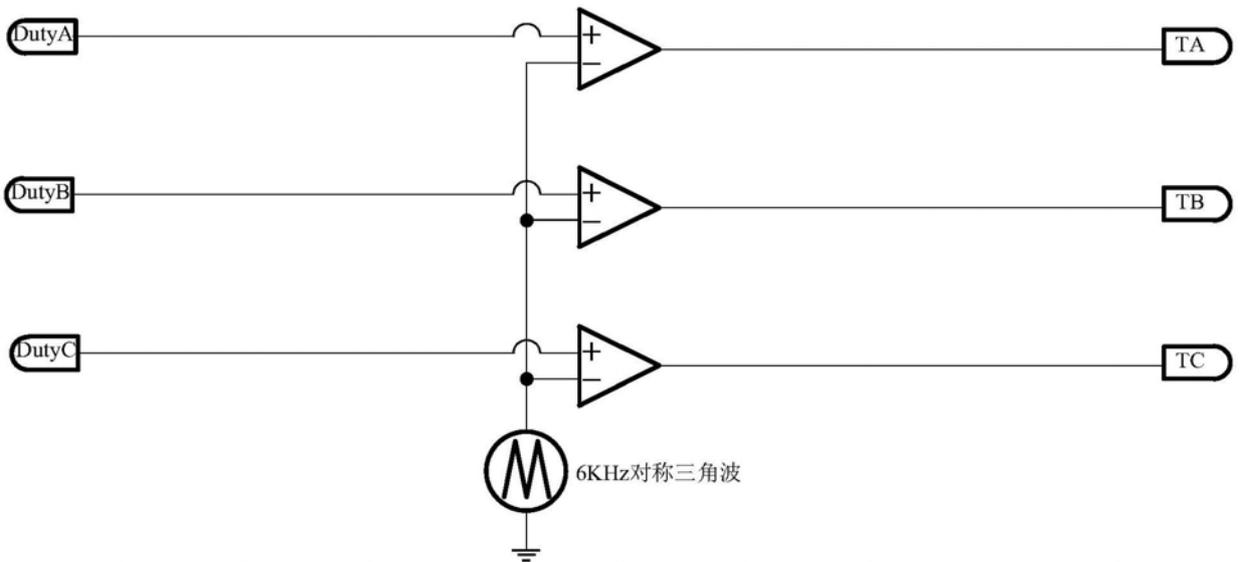


图5B

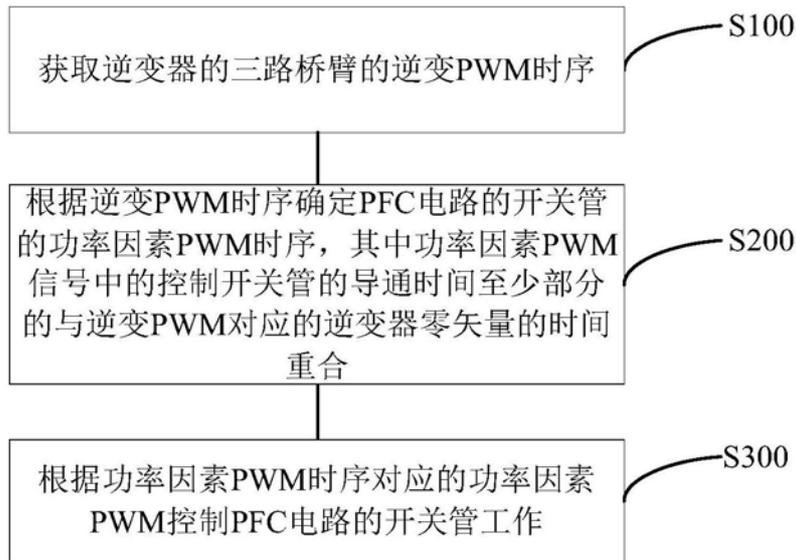


图6

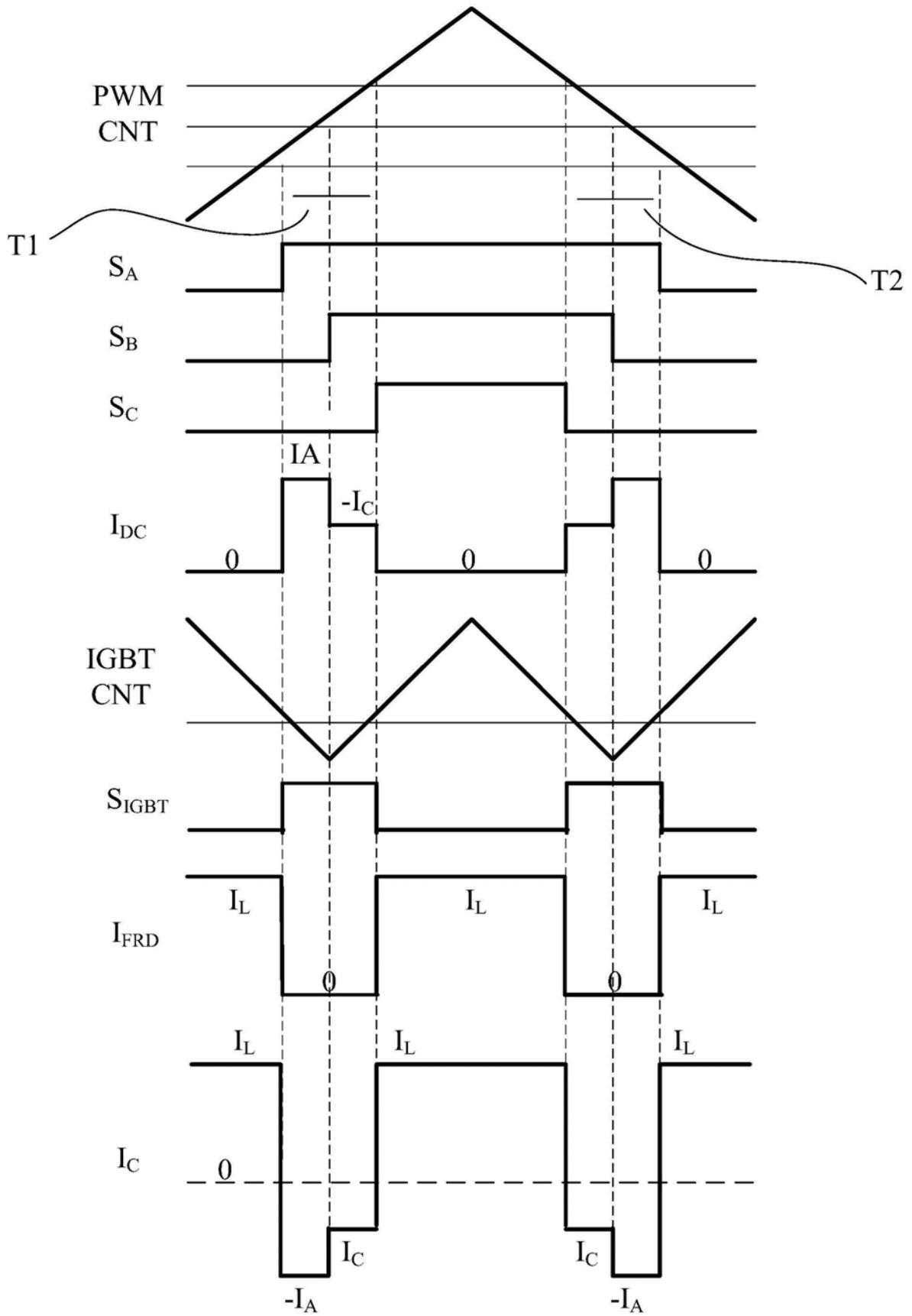


图7