



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104348340 B

(45)授权公告日 2017.09.01

(21)申请号 201410371225.8

(22)申请日 2014.07.30

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104348340 A

(43)申请公布日 2015.02.11

(30)优先权数据

1313576.9 2013.07.30 GB

(73)专利权人 尼得科控制技术有限公司

地址 英国波厄斯郡

(72)发明人 安东尼·约翰·韦伯斯特

西蒙·大卫·哈特

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 陈炜 李德山

(51)Int.Cl.

H02M 1/08(2006.01)

H02M 7/537(2006.01)

(56)对比文件

CN 102368668 A, 2012.03.07,

CN 204119013 U, 2015.01.21,

CN 1988365 A, 2007.06.27,

US 2010/0171456 A1, 2010.07.08,

审查员 周素梅

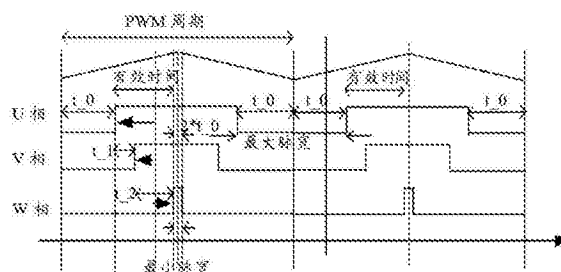
权利要求书3页 说明书7页 附图7页

(54)发明名称

控制方法、控制系统及开关功率变换器

(57)摘要

本发明提供一种控制方法、控制系统及开关功率变换器,该方法根据调制方案控制功率变换器的开关装置。该开关装置耦合直流电源以在特定的开关频率提供交流输出。该方法包括以下步骤:在每个开关周期,将该开关装置在提供有限电压输出的有效配置和提供零电压输出的无效配置之间进行切换。该开关装置处于有效配置的总时间和处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期是相同的,并由期望的交流输出电压确定。然而,在每个开关周期,至少有两个时间段中该开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例取决于与该开关装置相关的温度。



1. 一种控制方法,用于根据调制方案控制功率变换器的开关装置,所述开关装置用于耦合直流电源以在特定的开关频率提供交流输出,其特征在于,该方法包括以下操作:

在每个开关周期,将所述开关装置在有效配置和无效配置之间进行切换,其中有效配置提供有限电压输出,无效配置提供零电压输出;

其中所述开关装置处于有效配置的总时间和处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期都是相同的,且所述比例由期望的交流输出电压确定;及

在每个开关周期,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置相关的温度进行变化。

2. 根据权利要求1所述的控制方法,其特征在于,所述开关装置包含多个单个的开关,其中在一个开关周期中,所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例随着与所述开关装置中的单个开关相关的温度读数的变化而变化。

3. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法进一步包括:当至少一个温度读数高于阈值时,调节所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段以减少其中一个无效时间段并增加另一个无效时间段,使得改变所述开关周期内有效时间段的产生时间点。

4. 根据权利要求1所述的控制方法,其特征在于,所述开关装置是多相装置,所述开关装置的每一相具有两个开关,其中所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例随着与所述开关装置中的单个开关相关的温度读数的变化而变化。

5. 根据权利要求1至4任一项所述的控制方法,其特征在于,该方法进一步包括:

接收来自与所述开关装置中的开关相关的温度传感器的温度读数;

确定是否有任何一个温度读数超出阈值;

当确定至少一个温度读数超出阈值时,调节所述开关装置处于无效配置的第一时间段,以减少该第一时间段,并调节所述开关处于无效配置的第二时间段,以增加该第二时间段。

6. 根据权利要求5所述的控制方法,其特征在于,所述开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相具有两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对该第一时间段进行的调节使得连接到高电压端的开关的导通时间少于连接到低电压端的开关的导通时间。

7. 根据权利要求5所述的控制方法,其特征在于,所述开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相具有两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对该第一时间段进行的调节使得连接到低电压端的开关的导通时间少于连接到高电压端的开关的导通时间。

8. 根据权利要求1至4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述至少两个时间段之间的比例按照递增的方式变化。

9. 根据权利要求1至4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述至少两个时间段之间的比例按照递增的方式变化,且增量取决于温度幅值。

10. 根据权利要求1至4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述至少两个时间段之间的比例按照比例和积分控制技术的方式变化。

11. 根据权利要求1至4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述功率变换器包含三相

功率逆变器。

12. 根据权利要求11所述的控制方法,其特征在于,所述三相逆变器中的至少一个开关是绝缘栅双极晶体管IGBT。

13. 一种控制系统,用于控制功率变换器的开关装置,其特征在于,所述开关装置用于耦合直流电源以在特定的开关频率提供交流输出,所述控制系统包括:

控制器,根据调制方案对功率变换器中的开关装置进行切换,该控制器用于在每个开关周期中将所述开关装置在提供有限电压输出的有效配置和提供零电压输出的无效配置之间进行切换;

其中所述开关装置处于有效配置的总时间和所述开关装置处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期是相同的,并由期望的交流输出电压确定;并且

其中,在每个开关周期中,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置相关的温度进行变化。

14. 根据权利要求13所述的控制系统,其特征在于,所述开关装置包含多个单个的开关,其中所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例随着与所述开关装置中的单个开关相关的温度读数的变化而变化。

15. 根据权利要求14所述的控制系统,其特征在于,当至少一个所述温度读数高于阈值时,所述控制器调节所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段以减少其中一个无效时间段并增加另一个无效时间段,使得改变所述开关周期内有效时间段的产生时间点。

16. 根据权利要求13至15任一项所述的控制系统,其特征在于,该控制系统进一步用于:

接收来自与所述开关装置中的开关相关的温度传感器的温度读数;

确定是否有任何一个温度读数超出阈值;

当确定至少一个温度读数超出阈值时,调节所述开关装置处于无效配置的第一时间段,以减少所述第一时间段,并调节所述开关装置处于无效配置的第二时间段,以增加所述第二时间段。

17. 根据权利要求16所述的控制系统,其特征在于,该开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相包括两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对该第一时间段进行的调节使得连接到高电压端的开关的导通时间少于连接到低电压端的开关的导通时间。

18. 根据权利要求16所述的控制系统,其特征在于,该开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相包括两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对该第一时间段进行的调节使得连接到低电压端的开关的导通时间少于连接到高电压端的开关的导通时间。

19. 根据权利要求13至15任一项所述的控制系统,其特征在于,该功率变换器包含三相功率逆变器。

20. 根据权利要求19所述的控制系统,其特征在于,所述三相逆变器中的至少一个开关是绝缘栅双极晶体管IGBT。

21. 一种开关功率变换器,其特征在于,包括:

开关装置,用于与直流电源耦合以在特定的开关频率提供交流输出;以及

控制器,用于通过根据调制方案对所述开关装置进行切换而控制所述功率变换器,该控制器用于在每个开关周期中将所述开关装置在提供有限电压输出的有效配置和提供零电压输出的无效配置之间进行切换;

其中所述开关装置处于有效配置的总时间和所述开关装置处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期是相同的,并由期望的交流输出电压确定;并且

其中,在每个开关周期中,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置相关的温度进行变化。

22.根据权利要求21所述的开关功率变换器,其特征在于,所述开关装置包含多个单个的开关,其中所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例随着与所述开关装置中的单个开关相关的温度读数的变化而变化。

23.根据权利要求21所述的开关功率变换器,其特征在于,当至少一个所述温度读数高于阈值时,所述控制器调节所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段,以减少其中一个无效时间段并增加另一个无效时间段,使得改变所述开关周期内有效时间段的产生时间点。

24.根据权利要求21至23任一项所述的开关功率变换器,其特征在于,所述开关功率变换器进一步用于:

接收来自与所述开关装置中的开关相关的温度传感器的温度读数;

确定是否有任何一个温度读数超出阈值;

当确定至少一个温度读数超出阈值时,调节所述开关装置处于无效配置的第一时间段,以减少该第一时间段,调节所述开关装置处于无效配置的第二时间段,以增加该第二时间段。

25.根据权利要求24所述的开关功率变换器,其特征在于,该开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相包括两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对所述第一时间段进行的调节使得连接到高电压端的开关的导通时间少于连接到低电压端的开关的导通时间。

26.根据权利要求24所述的开关功率变换器,其特征在于,该开关装置包括多相装置,所述开关装置的每一相包括两个开关,该两个开关中的一个连接到高电压端,另一个连接到低电压端,其中,为减少所述开关装置处于无效配置的第一时间段而对所述第一时间段进行的调节使得连接到低电压端的开关的导通时间少于连接到高电压端的开关的导通时间。

27.根据权利要求21至23任一项所述的开关功率变换器,其特征在于,该功率变换器包含三相功率逆变器。

28.根据权利要求27所述的开关功率变换器,其特征在于,所述三相逆变器中的至少一个开关是绝缘栅双极晶体管IGBT。

29.根据权利要求28所述的开关功率变换器,其特征在于,根据所述三相逆变器的每相中所选择的开关处于接通的配置而设置所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段的比例。

控制方法、控制系统及开关功率变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种通过功率变换器的开关装置中的调制开关信号来控制功率变换器的一种控制方法、控制系统及开关功率变换器。

背景技术

[0002] 图1示出了众所周知的三相功率变换器100,用于把直流电源101变换为可连接到负载(未示出)的交流输出103。该逆变器包括三个单独的相200、300和400(也被分别称为U、V和W相)。每相包含两个串联开关:200a和200b位于相200/U;300a和300b位于相300/V;且400a和400b位于相400/W。开关200a、300a和400a连接到正极端105(也被称为“上游”开关)而开关200b、300b和400b连接到负极端107(也被称为“下游”开关)。在图1中,每个开关均是IGBT(绝缘栅双极晶体管),并且,对于每一个IGBT,还示出一个相关的反并联二极管。然而,可以使用任何具有快速开关性能的开关。控制系统(比如处理器)(未示出)控制开关200a、200b、300a、300b、400a和400b的开关动作以控制逆变器100的交流输出。

[0003] 通过六个开关的开关状态的组合,可在交流输出103产生正弦的输出电流。然而,必须控制逆变器100以便同一相的两个开关永远不会同时接通,这样直流电源101不会被短路。因此,若200a接通,200b必须关断,反之亦然;若300a接通,300b必须关断,反之亦然;若400a接通,400b必须关断,反之亦然。这样该逆变器会产生八个可能的开关矢量,如表1所示。在表1中,矢量值是三个上游开关200a、300a和400a的状态,且三个下游开关200b、300b和400b为正好相反的状态以避免短路该直流电源。

[0004] 表1

[0005]

矢量	200a	300a	400a	200b	300b	400b	V_{UW}	V_{WV}	V_{VU}	
----	------	------	------	------	------	------	----------	----------	----------	--

[0006]

$V_0 = \{000\}$	关断	关断	关断	接通	接通	接通	0	0	0	零
$V_1 = \{100\}$	接通	关断	关断	关断	接通	接通	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	有效
$V_2 = \{110\}$	接通	接通	关断	关断	关断	接通	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	有效
$V_3 = \{010\}$	关断	接通	关断	接通	关断	接通	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	有效
$V_4 = \{011\}$	关断	接通	接通	接通	关断	关断	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	有效
$V_5 = \{001\}$	关断	关断	接通	接通	接通	关断	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	有效
$V_6 = \{101\}$	接通	关断	接通	关断	接通	关断	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	有效
$V_7 = \{111\}$	接通	接通	接通	关断	关断	关断	0	0	0	零

[0007] 图2在逆变器电压开关六边形中生动地示出了表1中的六个有效矢量和两个零矢量。本领域技术人员都熟悉这种三相系统的矢量表示方法,所以这里就不再详述。然而,一般情况下,任何三相系统都可以用如图2中所示的旋转矢量 V_s 来表示。旋转矢量 V_s 包含如表1和图2中所示的六个有效矢量。这就是所谓的空间矢量调制(SVM)。可以采用脉冲宽度调制(PWM)技术通过改变零电压矢量 V_0 和 V_7 与有效矢量 V_s (包含 V_1 到 V_6 的分量)之间的比例(调制

系数)来改变交流输出103的电压。

[0008] 图3示出了现有技术的在两个开关周期上施加的脉宽空间矢量调制的例子。每个上游开关200a、300a和400a的开关函数是时间波形,当上游开关接通时,其值为1,当上游开关关断时,其值为0(正如所期望的,每个下游开关200b、300b和400b的开关函数正好和与其相应的上游开关的开关函数相反),并具有死区时间以避免短路。这样,“低”代表该相的下游开关(即200b、300b和400b)接通,“高”代表该相的上游开关(即200a、300a和400a)接通(忽略死区时间保护)。参考图3,在第一时间段 t_0 期间,所有三个上游开关200a、300a和400a关断(值为0),并产生表1中的矢量 V_0 。 V_0 是一个零电压矢量,因此在该时间段 t_0 是无效时间段。在第二时间段 t_1 ,开关200a值为1,而开关300a和400a值为0,产生矢量 V_1 ,且是有效矢量。在第三时间段 t_2 ,开关200a和300a值为1,而开关400a值为0,产生矢量 V_2 ,也是有效矢量。最后,在第四时间段 t_3 ,所有三个上游开关200a、300a和400a都接通(值为1),产生表1中的零电压矢量 V_7 。因此,有效时间段是 t_1 和 t_2 ,无效时间段 t_i 为 t_0 和 t_3 。总的有效时间段(在此情况下为 t_1+t_2)和总的无效时间段(在此情况下为 $t_0+t_3=t_i$)之间的比例决定了交流输出的输出电压。图3示出50%占空比(即50%有效)作为一个例子。其它的占空比也可工作。

[0009] 图3示出了在对称开关时间下(即 $t_0=t_3$),典型的空空间矢量调制(SVM)在两个PWM周期上的时间波形图。图3中的 t_0 与 t_3 的比例是1:1。

[0010] 图4示出了两个输出波形周期上,D轴和Q轴上期望的输出电压分量和输出电压相角之间关系。图5示出了D轴和Q轴上期望的输出电压分量绘制在X-Y轴坐标系上的图形。

[0011] 图6示出了具有对称开关时间($t_0=t_3$)的相电压(相对于图1中所示的0V线,其为直流母线电压的一半)和输出电压相角(具有250V直流母线电压和200V11峰值需求)之间的关系。图7示出了电机负载下产生的线间电压。

[0012] 在低输出频率(比如输出频率低于1Hz)下,即使驱动器传递的电流小于逆变器额定输出电流,每个单个开关200a、200b、300a、300b、400a和400b的温度也可变的过高,这是因为每个单个开关的接通时间可能足够使开关产生过高的温度。

[0013] 正是这个原因,以及其它问题,使得功率变换器的开关控制成为人们感兴趣的领域。

[0014] 本发明所描述的技术旨在给功率变换器提供一种改进的方法和控制系统。

发明内容

[0015] 根据本发明的第一方面,提供一种控制方法、控制系统及开关功率变换器,该方法用于根据调制方案控制功率变换器中的开关装置,该开关装置耦合直流电源以在特定的开关频率提供交流输出,该方法包括以下操作:在每个开关周期,将所述开关装置在有效配置和无效配置之间进行切换,其中有效配置提供有限电压输出,无效配置提供零电压输出;其中所述开关装置处于有效配置的总时间和处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期都是相同的,且所述比例由期望的交流输出电压确定;并且在每个开关周期,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置相关的温度进行变化。

[0016] 该方法可改变调制方案中的无效(零电压)部分。根据期望的输出电压,总的无效

部分和总的有效部分之间的比例对于所有开关周期都保持相同。然而,在每个开关周期,开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例随着与开关装置中的单个开关装置相关的温度读数的变化而变化,而与此同时总的无效时间保持不变。发明者发现这有助于在低开关频率下控制开关的温度,且无需改变开关周期或在开关频率间切换。该方法不需要有复杂的脉宽调制器。该方法也不需要电流测量或增益做持续的调整。

[0017] t_0 和 t_3 的比例可以用来更改上游开关和下游开关的导通时间的比例,与此同时,线间电压保持不变(只要 t_0 和 t_3 的和保持恒定即可)。

[0018] 在一个实施例中,可以通过偏置输出相电压来改变上游IGBT和下游IGBT的温度比例,从而可改变导通时间和导通损耗。这可以通过控制PWM开关波形来实现,且对PWM开关波形的控制可以改变开关的导通时间。这样的目的是减少驱动器由于逆变器温度过高而产生故障的几率。

[0019] 该方法对于低输出频率特别具有优势,比如1Hz或更低频率。该方法提供一定程度的热控制,从而在低频下,可以延迟或消除输出电流降额的需求。可以在低频区(例如低于1Hz)基于空间矢量调制开关波形来进行热控制。

[0020] 一个开关周期内,所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例可以根据与所述开关装置的单个开关相关的温度进行改变。

[0021] 该功率变换器包括三相功率逆变器。三相逆变器的开关装置包含三相,每一相包括两个串联开关。每相中的其中一个开关连接到正极端,而另一个开关连接到负极端,输出连接在每相的两个开关的之间。当然,功率变换器不需要必须包含三相功率逆变器,且该技术也适用于任何多级逆变器。

[0022] 该方法可采用空间矢量调制方案来控制功率变换器的开关装置。该方法的优势在于可以提供宽范围的输出电压。

[0023] 在一个实施例中,三相逆变器中至少一个开关是绝缘栅双极晶体管(IGBT)。所有开关都可以是IGBT。IGBT具有快速开关能力,并且效率高。IGBT可以包含于任何逆变器,不只是三相逆变器。

[0024] 根据本发明的第二方面,提供一种控制系统,用于控制功率变换器的开关装置,该开关装置耦合直流电源以在特定的开关频率提供交流输出,该控制系统包括:控制器,根据调制方案对功率变换器中的开关装置进行切换,该控制器用于在每个开关周期中将所述开关装置在提供有限输出电压的有效配置和提供零电压输出的无效配置之间进行切换;其中所述开关装置处于有效配置的总时间和处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期是相同的,并由期望的交流输出电压确定;并且在每个开关周期,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置相关的温度进行变化。

[0025] 该控制系统可改变调制方案中的无效(零电压)部分。根据期望的输出电压,总的无效部分和总有效部分之间的比例对于所有开关周期都保持相同。然而,所述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例是变化的(与此同时,总的无效时间保持不变)。这样提供了一种在低开关频率下控制开关的温度的方法,且无需改变开关周期或改变开关频率。该控制系统对于低输出频率特别具有优势。

[0026] 开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例例如可以在每个开关周期

被改变或在控制系统所确定的时间被改变。

[0027] 根据本发明的第三方面,提供一种开关功率变换器,包括:耦合到直流电源的开关装置,以在特定的开关频率提供交流输出;以及控制器,用于通过根据调制方案对所述开关装置进行切换而控制所述功率变换器,该控制器用于在每个开关周期将所述开关装置在提供有限电压输出的有效配置和提供零电压输出的无效配置之间进行切换;其中所述开关装置处于有效配置的总时间和处于无效配置的总时间之间的比例对于每个开关周期是相同的,并由期望的交流输出电压确定;并且在每个开关周期中,至少有两个时间段所述开关装置处于无效配置,且这两个时间段之间的比例根据与所述开关装置中的单个开关相关的温度进行变化。

[0028] 开关功率变换器中的控制器改变调制方案中的无效部分,而所有的开关周期中,针对期望的输出电压,总的无效部分和总的有效部分之间的比例保持不变。所述至少两个无效时间段之间的比例根据与开关装置中的单个开关相关的温度进行变化。该方法在低开关频率下非常有用,且无需改变开关周期或在开关频率间切换,并尤其在低输出频率时特别具有优势。

[0029] 上述开关装置处于无效配置的至少两个时间段之间的比例可以在每个开关周期根据所述开关装置的操作温度进行变化。

[0030] 与上述技术的一个方面有关的特点和优势也适用于上述技术的其它方面。

附图说明

[0031] 现有技术方案已结合图1到图7得以描述,稍后将结合图8到图13进一步说明本发明的优选实施例。在附图中:

[0032] 图1示出了根据现有技术中的三相逆变器;

[0033] 图2示出了图1中的三相逆变器的电压开关六边形;并且

[0034] 图3示出了根据现有技术中在两个开关周期上的空间矢量调制;

[0035] 图4示出了根据现有技术,两个输出波形周期上,D轴和Q轴的期望的输出电压分量和输出电压相角之间关系的示例;

[0036] 图5示出了根据现有技术,D轴和Q轴上期望的输出电压分量绘制在X-Y坐标系上的图形示例;

[0037] 图6示出了根据现有技术,具有对称开关时间($t_0=t_3$)的相电压(相对于直流母线电压的一半)和输出电压相角之间的关系;

[0038] 图7示出了根据现有技术,电机负载下产生的线间电压;

[0039] 图8示出了根据本发明实施例的三相逆变器;

[0040] 图9示出了根据本发明实施例的用于控制三相逆变器的流程图;

[0041] 图10示出了根据本发明实施例中的、 t_3 最小的情况下,一个开关周期中空间矢量调制的示例;

[0042] 图11示出了具有非对称开关时间($t_0 \neq t_3$)以及 t_3 最小的情况下相电压(相对于负直流母线电压)和输出电压相角之间的关系;

[0043] 图12示出了根据本发明实施例中的、 t_0 最小的情况下,一个开关周期中的空间矢量调制的示例;

[0044] 图13示出了具有非对称开关时间($t_0 \neq t_3$)以及 t_0 最小的情况下相电压(相对于负直流母线电压)和输出电压相角之间的关系。

具体实施方式

[0045] 如图3所描述的对称调制方法把无效时间段 t_i 分成两段,把其中一段无效时间段 t_0 放在有效时间段之前,把另一段无效时间段 t_3 放在有效时间段之后。因此,在每个开关周期都有一个对称开关波形。然而,发明者已经发现采用特定的非对称开关波形可以改善开关装置中的温升。

[0046] 图8示出了根据本发明实施例的三相逆变器。和图1对比,图8示出了三相逆变器100,把直流电源101变换成将被连接到电机负载的交流输出103。该逆变器包含三个单独的相:200、300和400。每相包含两个串联开关:200a和200b位于相200;300a和300b位于相300;且400a和400b位于相400。开关200a、300a和400a连接到正极端105(也被称为“上游”开关(而开关200b、300b和400b连接到负极端107(也被称为“下游”开关)。在图8中,所有开关都是IGBT(绝缘栅双极晶体管)。然而,也可以采用任何具有快速开关能力的开关。

[0047] 图8也示出了用于检测相关开关200a、200b、300a、300b、400a和400b温度的温度传感器500。这些温度传感器可以是任何可以检测单个开关200a、200b、300a、300b、400a和400b温度的温度传感器。例如,温度传感器500可包含一个热电偶,且放置在相关PCB上靠近每个开关200a、200b、300a、300b、400a和400b的位置。

[0048] 图9示出了根据与开关相关的温度来控制开关200a、200b、300a、300b、400a和400b的一种实施例的流程图。在操作步骤902中,控制系统(即处理器)接收来自与开关200a、200b、300a、300b、400a和400b相关的温度传感器500的温度读数。然后在步骤904,控制系统确定是否有任意温度读数超出阈值Threshold_1。该阈值为根据使用的逆变器和单个元件的运行特性而设定的。例如,对于IGBT,该合适的阈值可为110摄氏度。在步骤904,当控制系统确定没有一个温度读数超出该阈值(步骤904的应答为否),控制系统返回步骤902并等待接收下一组温度读数。

[0049] 当控制系统在步骤904确定至少一个温度读数超出该阈值(步骤904的应答为是),控制系统执行步骤906和步骤908,并对上游开关选择最高的温度读数,并为下游开关选择最高的温度读数 T_{lower_max} 。在步骤910,控制系统确定 T_{upper_max} 和 T_{lower_max} 之间的绝对差是否超出阈值Threshold_2(例如5°C)从而为回差提供一定的裕量。若否(步骤910的应答为否),则控制系统返回步骤902,并等待接收下一组温度读数(或采取其它动作,这在本发明不再详述)。若上述 T_{upper_max} 和 T_{lower_max} 的绝对差大于阈值Threshold_2(步骤910的应答为是),则控制系统在步骤911中确定是否 T_{upper_max} 大于 T_{lower_max} 。若是(步骤911的应答为是),则控制系统调整无效时间以减少无效时间 t_3 (上游开关200a, 300a, 400a接通)并增加无效时间段 t_0 (下游开关200b, 300b, 400b接通)。这导致PWM周期开关波形中的有效时间段缓慢移动,从而使上游开关的导通时间短于下游开关。同样地,在步骤911,当控制系统确定 T_{upper_max} 小于 T_{lower_max} (步骤911的应答为否),则控制系统调整无效时间段以减少无效时间段 t_0 (下游开关200b, 300b, 400b接通)并增加无效时间 t_3 (上游开关200a, 300a, 400a接通)。这导致PWM周期开关波形中的有效时间段缓慢移动,从而使下游开关的导通时间短于上游开关。因此,若下游开关(200b, 300b, 400b)比上游开关

(200a, 300a, 400a) 更热 (回差给定的情况下), 则 PWM 周期开关波形中的有效时间段缓慢移动, 从而使下游开关的导通时间短于上游开关。

[0050] 控制系统可逐渐 (即在 t_{3_min} 和 t_{3_max} 之间) 调整 t_0 (然后是 t_3) 或 t_3 (然后是 t_0) 直到所有的温度读数低于阈值。这可能是一个恒定的时间常数 (例如一秒钟), 即, 一秒钟恒定时间意味着 t_0 与 t_3 的比例在一秒钟内从最大 ($t_{0_max}:t_{3_min}$) 调整到最小 ($t_{0_min}:t_{3_max}$)。 t_0 和 t_3 的数值可以以固定增量的方式或以持续增加的增量的方式被调整。可选地, 控制系统也可以通过由最高温度度数的幅值来确定的增量调整 t_0 和 t_3 。比例的改变可以由比例、积分和微分 (PID) 控制技术来控制。可选地, 控制系统可以以其它任意适合的方式调整 t_0/t_3 比例。

[0051] 图10给出了根据本发明实施例的一个开关周期中的脉宽空间矢量调制的示例。另外, U、V和W每相的开关函数是时间波形, 当上游开关接通时, 值为1, 当上游开关关断时, 值为0。在图10中, 和之前一样, 总的有效时间为 t_1+t_2 , 总的无效时间也和之前一样, 为 t_i , 总的无效时间 t_i 包括在有效时间段之前的部分 t_0 和在有效时间段之后的部分 t_3 , 其中 $t_0+t_3=t_i$ 。然而在图10所示的调制方案中, t_0 和 t_3 根据开关装置中的开关元件的温度而进行变化, 且 t_0 和 t_3 不一定相同。对 t_0 和 t_3 的比例的改变可以用于改变上游开关导通时间和下游开关导通时间的比例, 并保持线间电压不变 (只要 t_0 和 t_3 的和保持不变)。

[0052] 发明者发现改变开关周期中 t_0 和 t_3 比例 (并保持 $t_0+t_3=t_i$ 以产生期望的输出电压) 有助于控制功率变换器中开关装置的单个开关 200a、300a、400a、200b、300b 和 400b 的温度。这对于低频率输出特别具有优势, 因为在低频输出情况下, 每个开关的导通时间比高频输出情况下的导通时间要长, 且开关之间的温差更大。简而言之, 所产生的线间电压矢量的幅值取决于有效时间段对 PWM 周期的比例, 且产生的线间电压矢量的相角取决于 t_1 和 t_2 的比例以及边缘的顺序。有效时间段等于 t_1+t_2 , 而 PWM 周期等于 $2*(t_0+\text{有效时间段}+t_3)$ 或 $2*(t_0+t_1+t_2+t_3)$ 。

[0053] 在给定的开关周期下, 优选地, t_0 和 t_3 的比例根据与开关装置中单个开关相关的工作温度而设定。

[0054] 在低频输出 ($<1\text{Hz}$) 时, 可以通过偏置该输出相电压 (参考直流母线电压的一半) 来改变上游 IGBT 和下游 IGBT 的温度比例。这可以通过对 PWM 开关波形的控制从而使 IGBT 的导通时间改变来实现。例如, 若上游开关 (200a, 300a, 400a) 比下游开关 (200b, 300b, 400b) 更热 (回差给定的情况下), 则 PWM 周期开关波形中的有效时间段以恒定时间 (例如一秒钟) 缓慢移动, 从而使上游开关的导通时间短于下游开关的导通时间。类似地, 若下游开关 (200b, 300b, 400b) 比上游开关 (200a, 300a, 400a) 更热 (回差给定的情况下), 则 PWM 周期开关波形中的有效时间段以恒定时间 (例如一秒钟) 缓慢移动, 从而使下游开关的导通时间短于上游开关的导通时间。

[0055] t_0 和 t_3 的比例可以被改变以产生非对称开关波形, 从而在相电压波形上产生偏置 (参考直流母线电压的一半)。当 t_3 等于最小脉宽的一半时, 上游开关的导通时间最短。当 t_0 等于最小脉宽的一半时, 下游开关的导通时间最短。最小脉宽取决于单个逆变器的操作特性, 但一般情况下是允许开关 (比如 IGBT) 产生开关动作的最小时间段。

[0056] 只要 t_1 和 t_2 时间不改变 (它们的和为有效时间段), 则线间电压将不变, 并且 t_0 和 t_3 保持不变。而且, 只要 t_0 和 t_3 大于或等于最小脉宽的一半 (因为其他任何进一步的

降低会导致脉冲下降从而会影响线间电压),则产生的线间电压不变。

[0057] 图10示出了具有不对称开关($t_0 \neq t_3$)情况下的相位开关示意图。 t_3 的最小值是最小脉宽的一半(即最小脉宽是 $2*t_{3_min}$)。从图10中可以看出,PWM波形图显示了当 t_3 被减少时(t_3 是所有上游IGBT导通时间段的元素),所有三个上游IGBT的接通时间如何被减少(和图3对比)。当 t_3 等于最小脉宽的一半(如图10所示)时,上游IGBT的导通时间最短。图11显示了具有非对称开关($t_0 \neq t_3$)、以及 t_3 最小($(2*t_3) = \text{最小脉宽}$)的情况下,相电压(相对于负直流母线电压的一半)和输出电压相角之间的关系。

[0058] 只要 t_0 和 t_3 的和保持恒定,在两个输出波形周期上的D轴和Q轴的期望的输出电压分量和输出电压相角之间关系,以及绘制在X-Y轴坐标系上的D轴和Q轴上期望的输出电压分量保持不变。类似地,只要 t_0 和 t_3 的和保持恒定,在电机负荷下产生的线间电压保持不变。

[0059] 图12示出了具有非对称开关($t_0 \neq t_3$)的相位开关示意图。 t_0 的最小值是最小脉宽的一半(即最小脉宽是 $2*t_{0_min}$)。从图12中可看出,PWM波形图显示当 t_0 (t_0 是所有下游IGBT的导通时间的元素)减少时,所有下游IGBT的导通时间如何被减少(和图3或图10对比)。当 t_0 等于最小脉宽的一半(如图12所示)时,下游IGBT的导通时间最短。图13示出了具有非对称开关($t_0 \neq t_3$)、以及 t_0 最小($(2*t_0) = \text{最小脉宽}$)的情况下,相电压(相对于负直流母线电压的一半)和输出电压相角之间的关系。

[0060] 因此, t_0 可在 t_{0_max} (如图10所示)和 t_{0_min} (如图12所示)之间变化,同时 t_3 在 t_{3_min} (如图10所示)和 t_{3_max} (如图12所示)之间变化,并保持总的无效时间段 $t_i = t_0 + t_3$ 恒定,导致相电压在如图11和图13分别所示的电压之间变化。当 t_3 等于 t_{3_min} (最小脉宽的一半)时,上游IGBT的接通时间最短,如图10所示。当 t_0 等于 t_{0_min} (最小脉宽的一半)时,下游IGBT的接通时间最短,如图12所示。根据开关装置的操作温度调整 t_0 和 t_3 ,从而能够控制开关装置的温度。

[0061] 在前面的说明书中,参考特定实施例来描述技术。当然,很明显地,对本技术所做出的各种更改和修改均不偏离本技术的范围。相应的说明书和图形为示意目的,而非限制目的。

[0062] 应该注意的是,所描述的方法包含一些按照一定顺序执行的步骤。然而,本领域的技术人员能够理解,这些步骤的顺序可被改变。因此,这里所描述的步骤顺序不是限制目的。

[0063] 还应注意的是,描述了方法时也将保护能够执行该方法的装置,且描述相互独立的特征时,这些相互独立的特征可以和其它特征一同使用。

[0064] 这里所描述的实施例采用IGBT开关。然而,这里所描述的方法和装置不限于这些类型的开关,其它类型的开关也适用。

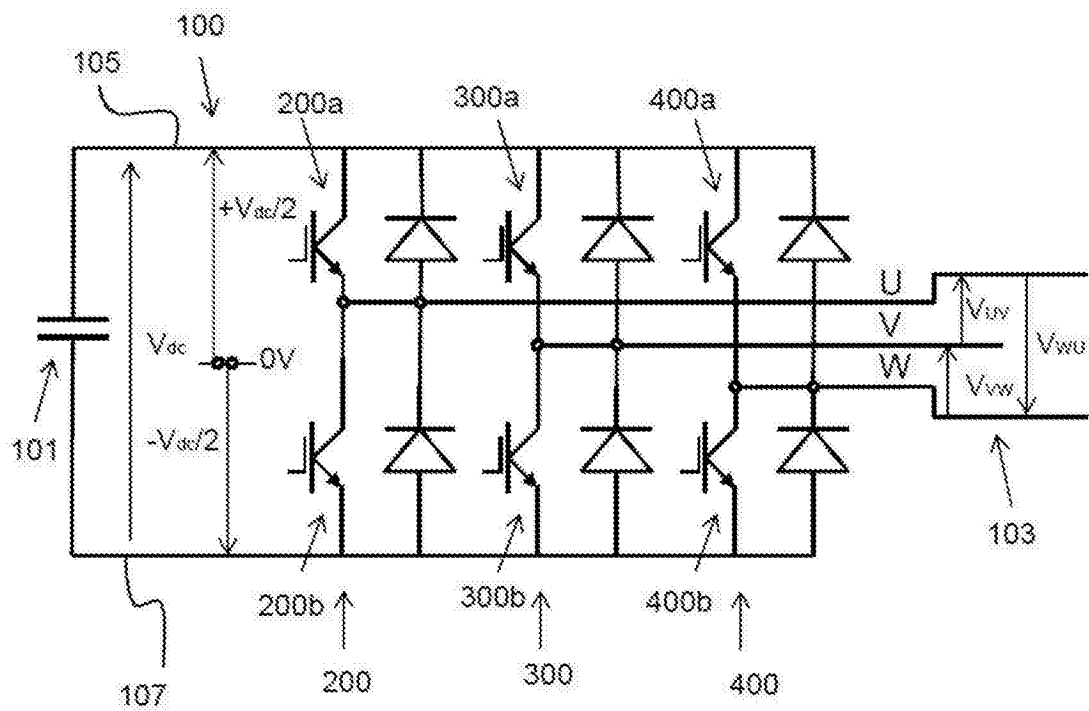


图1

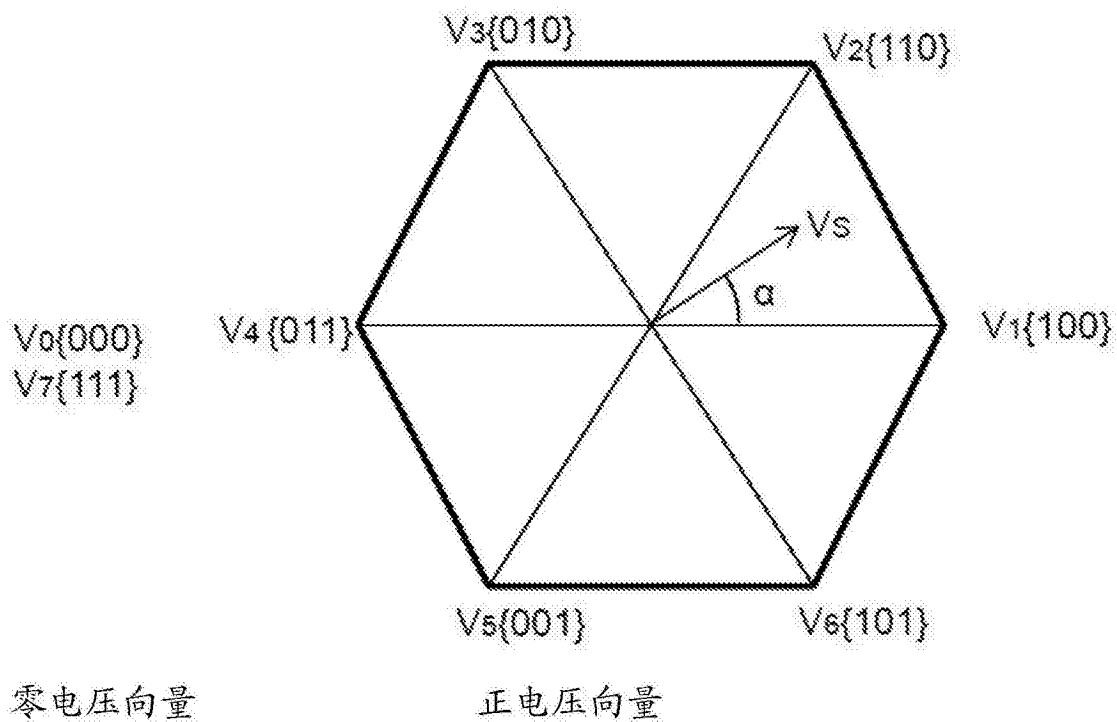


图2

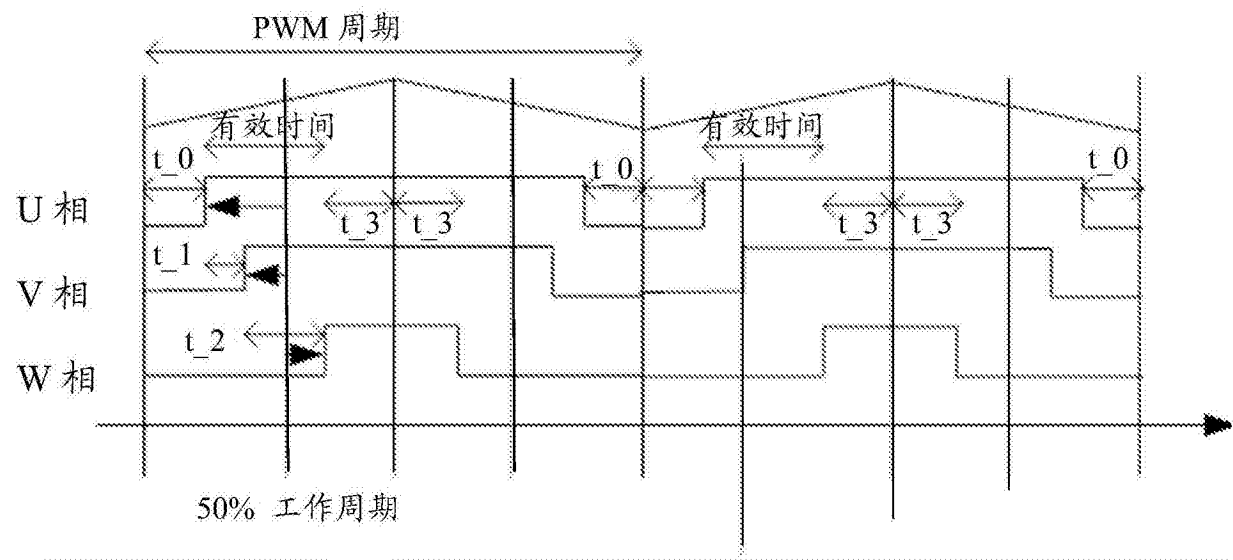


图3

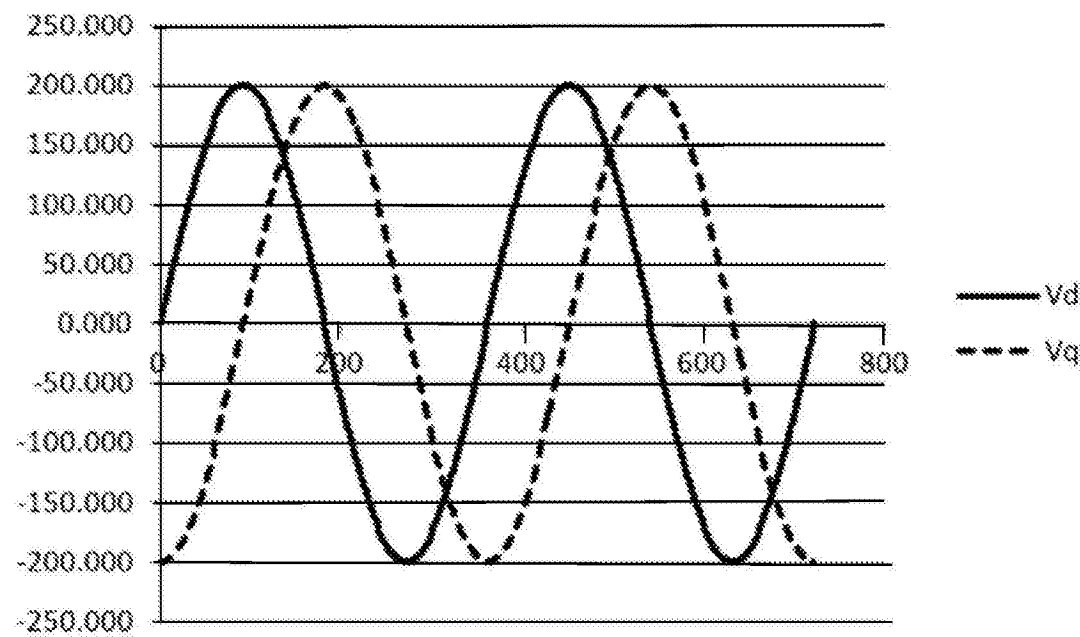


图4

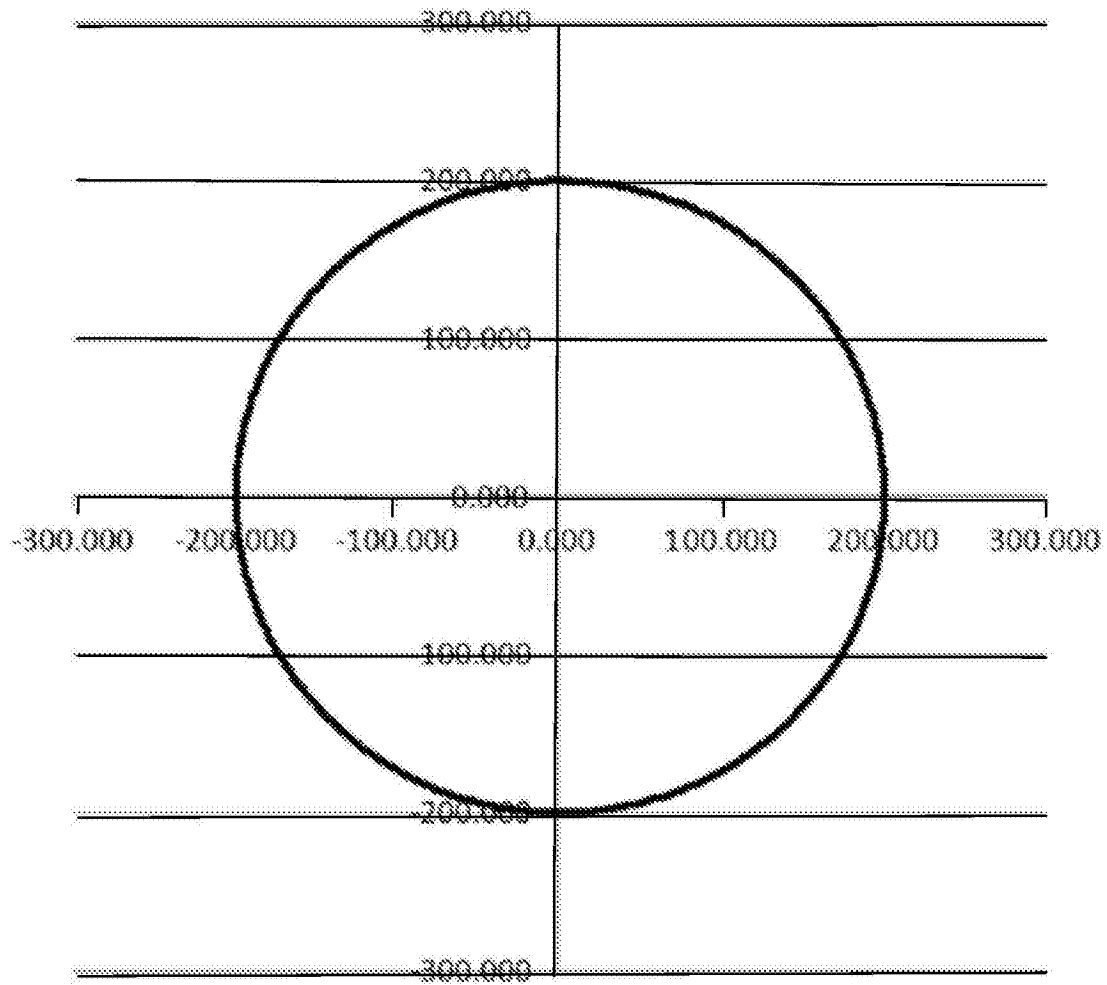


图5

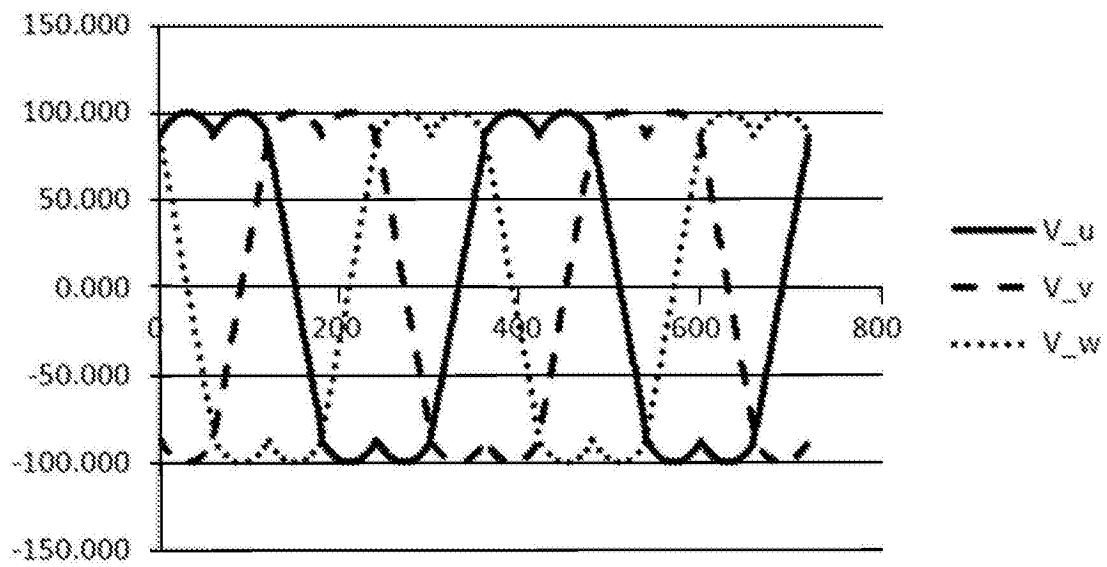


图6

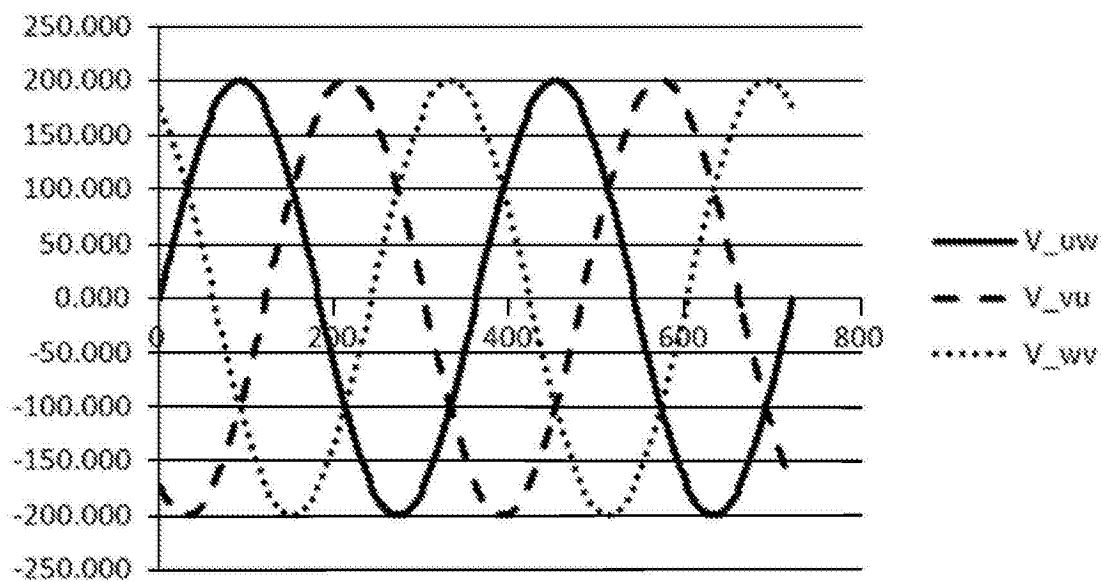


图7

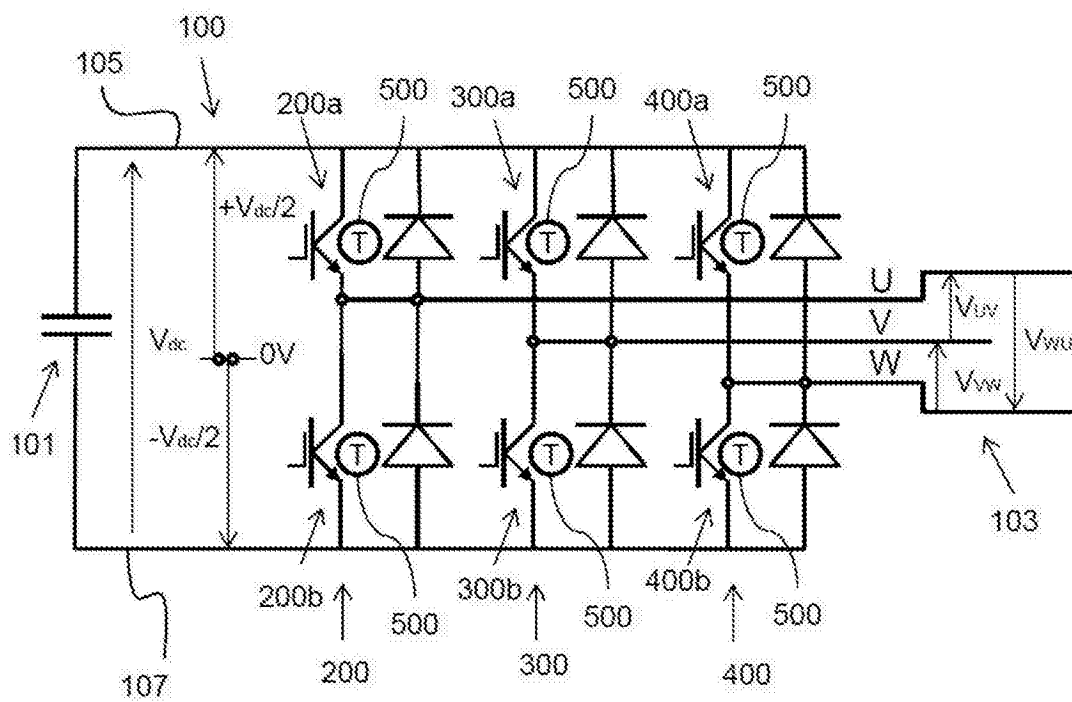


图8

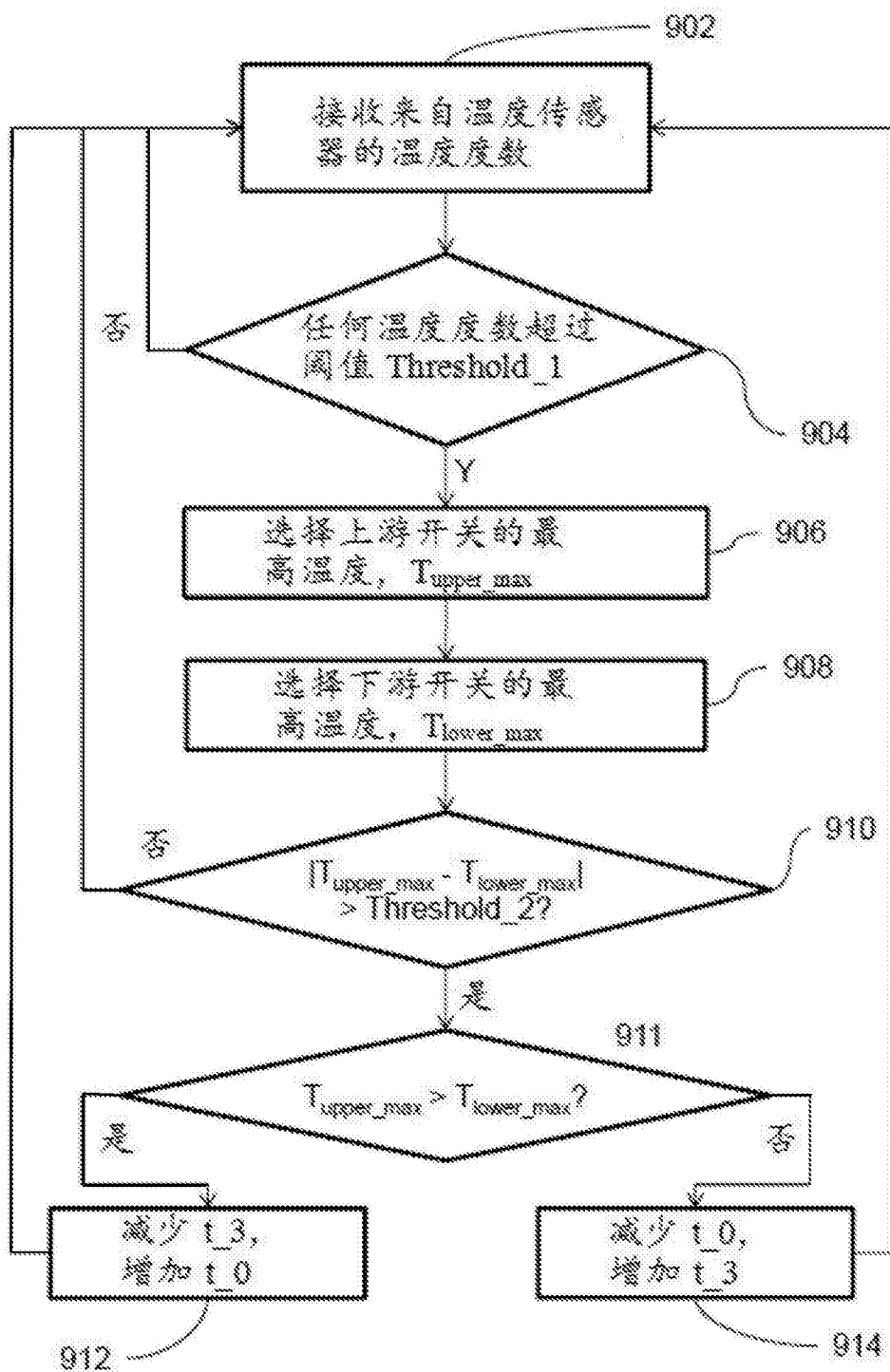


图9

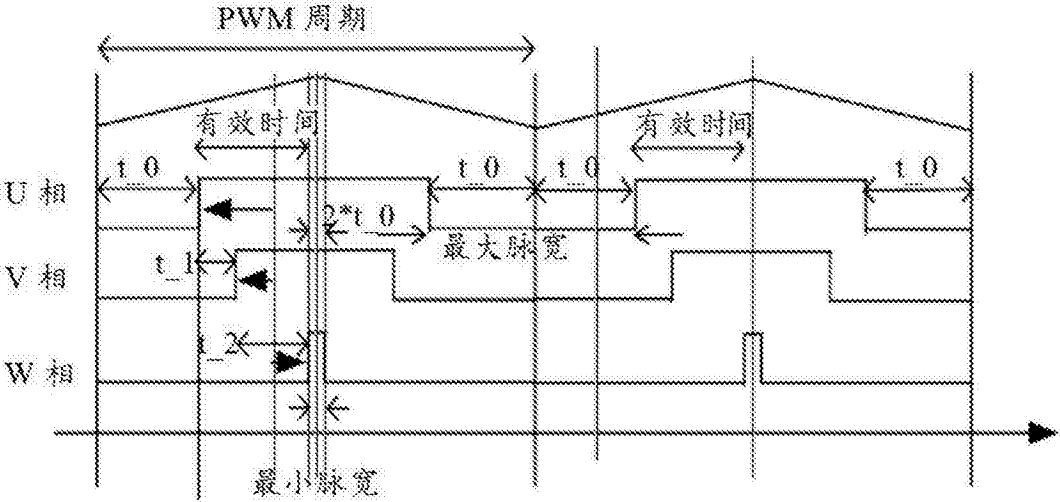


图10

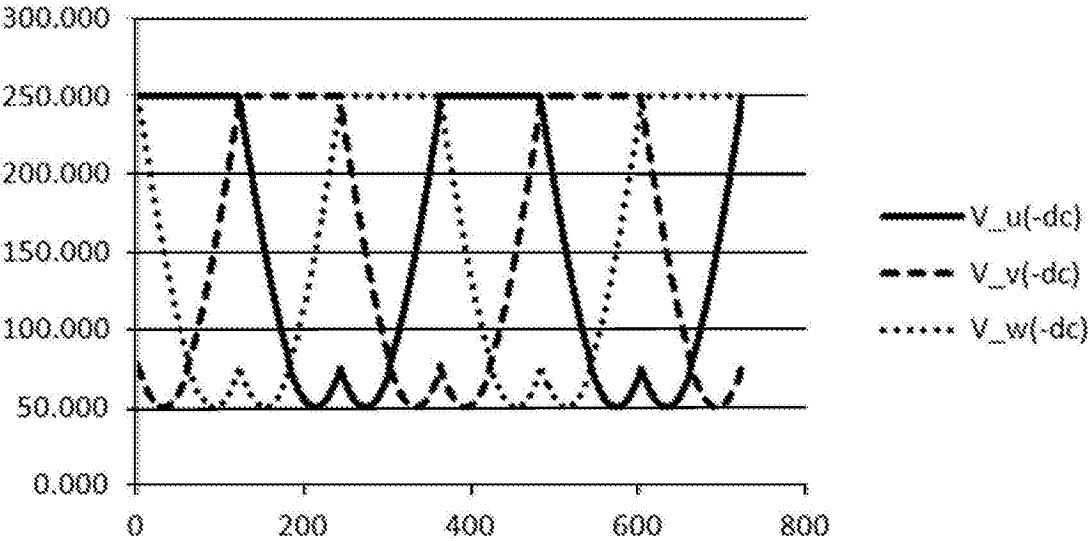


图11

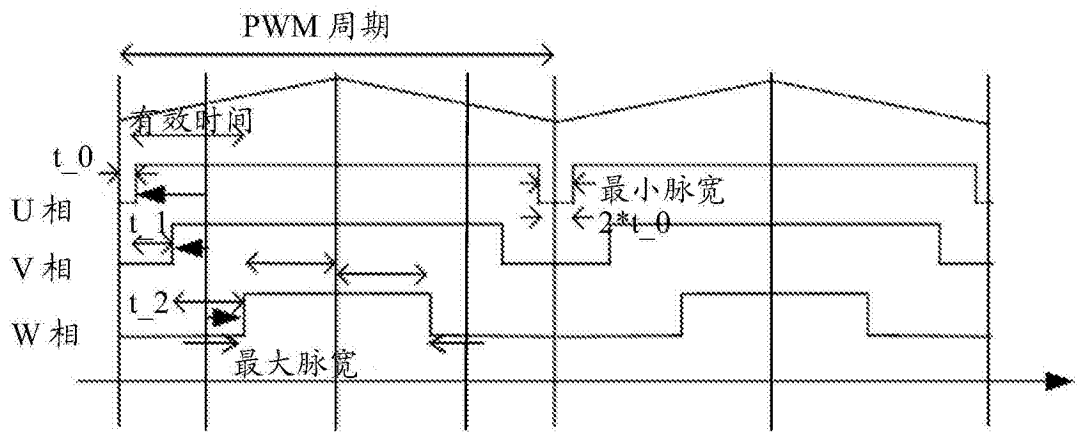


图12

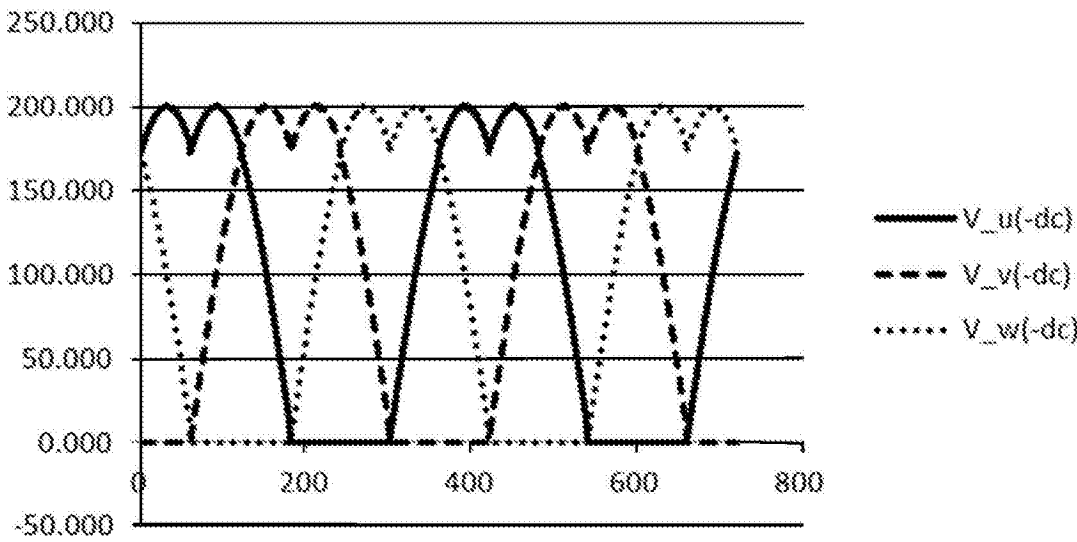


图13