

双三电平逆变器驱动系统中关键问题研究

苏良成,陈勇,朱德亮,曾伟华,包文俊

(国网铜陵供电公司,安徽 铜陵 244000)

摘要:基于开绕组电机的双三电平逆变器驱动系统中,为抑制2台逆变器之间产生的零序环流,平衡直流侧中点电位,研究了一种简化的脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)策略,该策略通过调整小矢量冗余开关状态之间的作用时间来消除系统平均零序电压,控制中点电位平衡。并且推导了每台逆变器平均零序电压(共模电压)消除时对应的时间偏移量,论证了零序环流抑制与中点电位平衡之间的影响关系。最后搭建了实验平台进行实验研究,证明了该控制策略的正确性与有效性。

关键词:五电平逆变器;简化快速算法;零序环流;中点电位

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19978

Research on Key Problems in Dual Three-level Inverter Drive System

SU Liangcheng, CHEN Yong, ZHU Deliang, ZENG Weihua, BAO Wenjun

(State Grid Tongling Power Supply Company, Tongling 244000, Anhui, China)

Abstract: In order to suppress the zero-sequence circulation current between the two inverters and balance the neutral-point potential of the DC link in the double-three-level inverter drive system based on the open-end winding motor, a simplified pulse-width-modulation (PWM) strategy was studied. The system averaged zero-sequence voltage was eliminated and the neutral-point potential was balanced by adjusting the time duration between the redundant switch states of small vector. And the corresponding time offsets with the averaged zero-sequence voltage (common mode voltage) elimination was deduced for each inverter. The influence relationship between zero-sequence circulation suppression and neutral-point potential balance was also demonstrated. Finally, an experimental platform was built for experimental research, and the correctness and effectiveness of the control strategy were proved.

Key words: five-level inverter; simplified and fast algorithm; zero-sequence circulation current; neutral-point potential

多电平逆变器因其改善的电压和电流处理能力、较少的谐波和器件电压应力等优点而广泛用于高压大功率电动机驱动系统^[1-6]。常见并广泛研究的几种多电平逆变器拓扑结构有二极管中性点钳位(neutral-point clamped, NPC)逆变器、飞跨电容型逆变器、级联H桥逆变器、有源中点钳位(active neutral-point clamped, ANPC)逆变器等^[7-10]。文献[11]提出一个新颖的拓扑结构是开路绕组异步电机两端由2台两电平逆变器供电,可以实现与三电平逆变器相同的输出电压。同样,由2台三电平逆变器驱动开路绕组感应电动机可以实现与五电平逆变器相同的输出电压。这种基于开绕组电机的双三电平逆变器拓扑结

构,已经成为许多研究人员关注的焦点^[12-15]。虽然已经确定在这种拓扑结构中需要专门处理中性点电压平衡问题,但与可以实现更高的输出电压等级和更多的电压电平数这一优点相比,需要控制中点电位平衡这一缺点可以被忽略。

基于开绕组电机的双逆变器馈电拓扑有一个严重且常见的问题是2台逆变器之间由于零序阻抗低而出现较大的零序电流^[11]。电机驱动系统中的零序电流对电动机和半导体开关器件有害,并且产生多余损耗并影响电机正常运行。为了消除系统中的零序环流,可以通过采用2个独立的直流电源分别为每台逆变器供电的方法来切断零序电流的流电路径。但是,采用独立式的直

流电源会增加系统成本,而且较难实现电机的四象限运行。为了避免使用2个独立的直流电源,文献[12-17]提出了一些抑制或消除零序环流的策略。其中,文献[13]使用扼流线圈来增加零序阻抗,以衰减零序电流,这不可避免地增加了系统体积并增加了额外的损耗,并且难以消除低频零序电流。文献[12]从软件方面提出了一种可将共模电压和零序电压消除的PWM方案,由于零序电压被消除,因此由零序电压产生的零序电流为零。然而,该PWM方案需要扇区判断和查表,并且软件实现起来较复杂。文献[14-15]采用了一种快速解耦PWM算法,通过调整有效作用时间块的放置位置来实现每个开关周期内平均零序电压为零,从而可以有效抑制系统的零序电流。然而,这种快速解耦的PWM策略仅适用于双两电平逆变器,而在双三电平逆变器驱动系统中,其调制复杂度和相关空间矢量已显著增加,同时还要兼顾考虑2台三电平逆变器的中点电位平衡控制。

本文针对双三电平逆变器结构特点,研究了一种简化快速PWM算法,该方法能有效抑制系统中零序电流,同时平衡2台三电平逆变器的直流侧电容电压。平均零序电压的消除完全取决于三相参考相电压的瞬时幅值,并且推导总结了冗余矢量作用时间对应时间偏移量。通过增加冗余矢量的时间调整,进一步实现了直流母线中性点电压的平衡。最后对该方法进行了实验验证。

1 双三电平逆变器

图1所示为基于开绕组异步电机的双三电平逆变器驱动的拓扑结构示意图,2台三电平逆变器采用拓扑结构成熟的NPC三电平逆变器,它们通过开绕组异步电机两端级联,由同一直流电源供电。其中, O 为直流侧中性点,由2台逆变器共用,其电位在电机运行过程中需要调节。

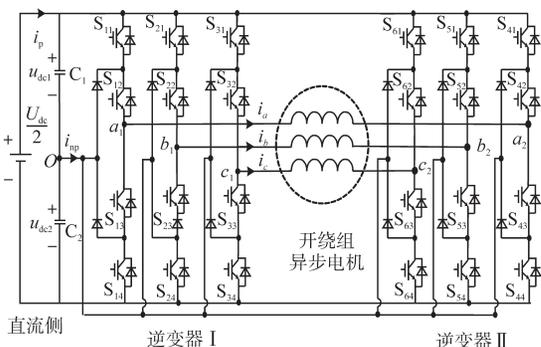


图1 双三电平逆变器拓扑示意图
Fig.1 Topology diagram of dual three-level inverter

对于双三电平逆变器的拓扑结构,每台逆变器有27个独立的开关状态,各自的空间矢量位置如图2所示。在图2中,“p”表示给定逆变器某一相桥臂中的前2个开关器件开通(例如逆变器I的a相的开关 S_{11} 和 S_{12}),而“n”表示底部2个开关导通(例如逆变器I的a相的开关 S_{13} 和 S_{14}),“o”表示给定逆变器某一相桥臂中的2个中间开关接通(例如逆变器I的a相的开关 S_{12} 和 S_{13})。因此,对于双三电平逆变器,总共729(27^2)个开关状态组合。这些开关状态可以在五电平空间矢量图上重新绘制,如图3所示,其中有61个矢量顶点,为简便起见,省略了相应的开关状态组合。

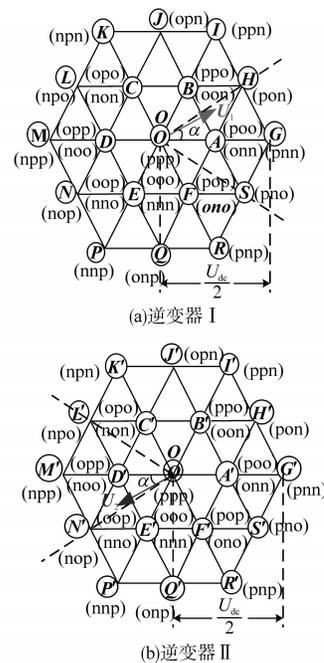


图2 2台独立的三电平逆变器的空间矢量图
Fig.2 Space-vector locations of the two individual three-level inverters

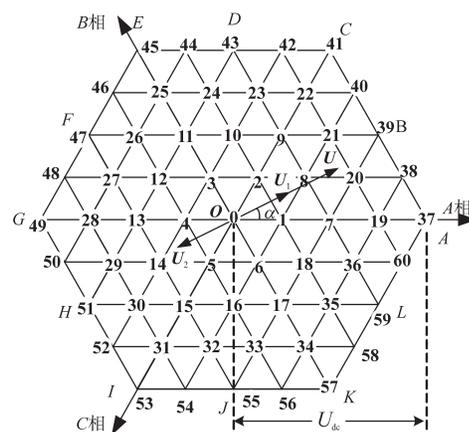


图3 双三电平逆变器的空间矢量图
Fig.3 Space-vector location of the dual three-level inverter

2 简化快速PWM调制算法

2.1 空间矢量解耦

空间矢量解耦PWM策略通常用于调制2台逆变器,其基本原则是参考电压空间矢量可以分别由2个幅值相等且方向相反的矢量合成^[14]。例如在图3中,矢量 U 为参考电压空间矢量($|U_r| \angle \alpha$),它可以分解为2个幅值相等且方向相反的分量 $U_1(|U_r/2| \angle \alpha)$ 和 $U_2(|U_r/2| \angle 180^\circ + \alpha)$ 。其中,矢量 U_1 可以通过逆变器I交替输出矢量 A, B, H 来合成获得(如图2a所示),同理,另一分量 U_2 可以通过逆变器II交替输出矢量 D', N', E' 来合成获得(如图2b所示)。如果参考电压矢量 U 对应的瞬时三相参考相电压为 u_a^*, u_b^* 和 u_c^* ,则逆变器I和逆变器II的瞬时三相参考相电压分别为 $u_a^*/2, u_b^*/2$ 和 $u_c^*/2$ 和 $-u_a^*/2, -u_b^*/2$ 和 $-u_c^*/2$ 。因此,通过参考电压矢量解耦,五电平逆变器的调制问题即可转化为三电平逆变器调制,使得调制算法大为简化。

2.2 统一简化PWM算法

统一简化快速PWM算法可以应用于多电平逆变器的调制控制^[16],图4为三电平逆变器调制控制的简化过程的示意图。如图4所示,三电平逆变器的空间矢量图由6个两电平空间矢量图组成,其中心矢量用小圆圈表示,因此,采用这种PWM方法,可以将三电平逆变器调制控制进一步简化为两电平逆变器调制。

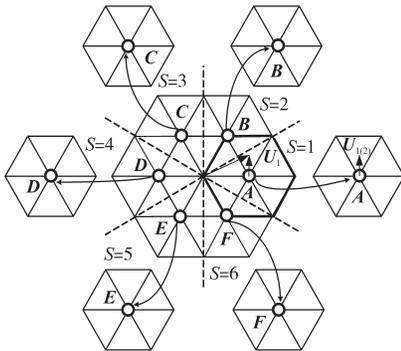


图4 统一简化快速PWM算法示意图
Fig.4 Schematic of unified and simplified PWM algorithm

如上所述,在空间矢量解耦PWM策略中,假设矢量 U_1 由逆变器I输出,如图2a所示,则在一个开关(采样)周期(T_s)中,逆变器I输出开关状态为onn—oon—pon—poo,对应的作用时间令为 $T_0/2 - T_1 - T_2 - T_0/2$ 。由于“onn”和“poo”为同一个矢量 A 的2组开关状态,因此它们被称为冗余开关状态,通常设置这对冗余开关状态的作用时间

相等。稍后可以看出,这对冗余开关状态的作用时间分配对于系统零序电压的抑制起着重要作用。其中,参与合成矢量的作用时间 T_0, T_1, T_2 可由下式算得:

$$\begin{cases} T_1 = T_{\max} - T_{\text{mid}} \\ T_2 = T_{\text{mid}} - T_{\text{min}} \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 = T_s - (T_{\max} - T_{\text{min}}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: T_s 为一个开关(采样)周期; $T_{\max}, T_{\text{min}}, T_{\text{mid}}$ 分别为假想作用时间(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})的最大值、最小值、中间值,即

$$\begin{cases} T_{\max} = \max(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \\ T_{\text{min}} = \min(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \\ T_{\text{mid}} = -T_{\max} - T_{\text{min}} \end{cases} \quad (2)$$

其中,假想作用时间(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})与参考矢量对应的电压幅值成正比^[17],存在如下关系:

$$T_{xs} = \frac{2u_x}{U_{dc}} T_s \quad x = a, b, c \quad (3)$$

式中: u_a, u_b, u_c 为三电平简化为两电平空间矢量图中的矢量(例如:图4中矢量 $U_{1(2)}$)所对应的三相瞬时相电压,它们分别等于瞬时三相参考相电压($u_a^*/2, u_b^*/2$ 和 $u_c^*/2$)减去矢量 A 在三相坐标系上的投影^[16]。最后,在上述假想作用时间的基础上添加一个时间偏移量(T_{offset})即可得到逆变器I的每相桥臂的实际开通时间($T_{ga1}, T_{gb1}, T_{gc1}$),如下式所示:

$$T_{gx1} = T_{xs} + T_{\text{offset}} \quad (4)$$

上述过程如图5所示。上部分为如何将三相瞬时相电压(u_a, u_b, u_c)转换为假想作用时间(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}),下部分为假想作用时间 T_{eff} 与逆变器每相桥臂的实际开通时间之间的关系。

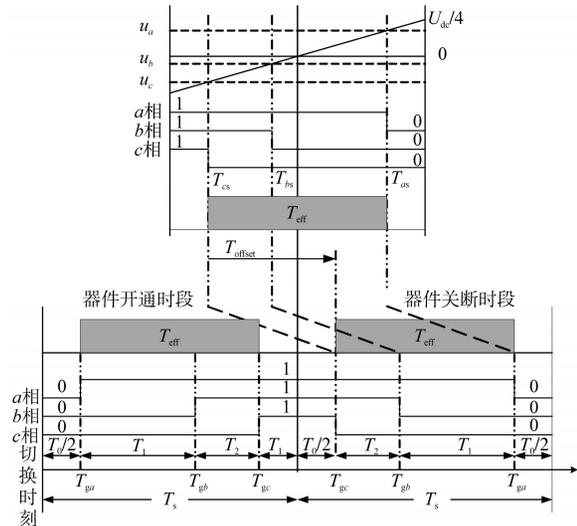


图5 统一简化PWM算法的原理
Fig.5 Principle of unified and simplified PWM algorithm

逆变器II每相桥臂的实际开通时间不需要按照上述过程重新计算,只需根据下式即可快速获得^[15]:

$$\begin{cases} T_{ga2} = T_s - T_{ga1} \\ T_{gb2} = T_s - T_{gb1} \\ T_{gc2} = T_s - T_{gc1} \end{cases} \quad (5)$$

因此统一简化PWM算法只需根据参考矢量对应的三相瞬时相电压即可快速获得逆变器桥臂的实际开通时间,该实际开通时间与三角载波比较即可得到各开关器件的切换信号。

2.3 零序环流抑制

通过图5可以发现,时间偏移量 T_{offset} 对于2个冗余矢量作用时间的分配起着至关重要的作用,同时也影响着系统的零序电压。

基于开绕组异步电机的双逆变器级联拖动系统中,零序电压定义为

$$\begin{aligned} U_{ZS} &= \frac{1}{3} (u_{a2o} + u_{b2o} + u_{c2o} - u_{a1o} - u_{b1o} - u_{c1o}) \\ &= U_{ZS2} - U_{ZS1} \end{aligned} \quad (6)$$

式中: U_{ZS} 为系统的零序电压; $u_{a1o}, u_{b1o}, u_{c1o}$ 和 $u_{a2o}, u_{b2o}, u_{c2o}$ 分别为逆变器I和逆变器II各相输出端与直流侧中性点 O 之间的电压; U_{ZS1} 和 U_{ZS2} 分别为逆变器I和逆变器II的零序电压(共模电压)。

图6为系统零序电压和零序环流(i_{ZS})的等效电路,可以发现,如果式(6)中的零序电压可以有效地衰减为零,则可以有效消除系统零序环流。

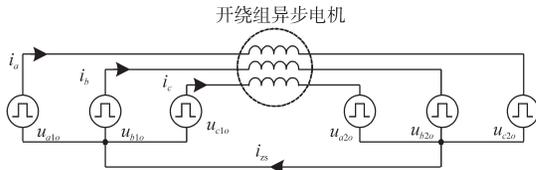


图6 系统零序电压和零序环流的等效电路图

Fig.6 Equivalent circuit diagram for the zero-sequence voltage and current in the drive system

如图1所示,逆变器直流侧电压为 $U_{dc}/2$,因此,开关状态“p”,“o”和“n”对应的逆变器输出端电压分别为 $-U_{dc}/4, 0$ 和 $U_{dc}/4$ 。所以图2a中矢量A处的开关状态“onn”对应的逆变器端电压为

$$\begin{cases} u_{a1o} = 0 \\ u_{b1o} = -U_{dc}/4 \\ u_{c1o} = -U_{dc}/4 \end{cases} \quad (7)$$

则此时逆变器I产生的零序电压为

$$\begin{aligned} U_{ZS1}(\text{onn}) &= \frac{1}{3} (u_{a1o} + u_{b1o} + u_{c1o}) \\ &= -\frac{U_{dc}}{6} \end{aligned} \quad (8)$$

同理,图2a中矢量A处的开关状态“poo”对应的零序电压为

$$U_{ZS1}(\text{poo}) = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{U_{dc}}{4} + 0 + 0 \right) = \frac{U_{dc}}{12} \quad (9)$$

显然,矢量A的一对冗余开关状态产生的零序电压方向相反。

当矢量 V_1 的顶点位于扇区1($S=1$)时,如图4和图2a所示,此时逆变器I在1个开关周期内的开关状态切换顺序为onn—oon—pon—poo。在这种情况下,图2a中顶点A处的2个开关状态(onn和poo)类似于两电平逆变器中的零矢量(如图4所示),其2个开关状态处于竞争状态,产生相反的零序电压,如式(8)和式(9)所示,“onn”和“poo”将产生相反的零序电压($-U_{dc}/6$ 和 $U_{dc}/12$)。如图2所示,空间矢量(B,C,D,E,F)同样皆具有2个竞争(冗余)状态的相同特性,这些空间矢量也被称为传统三电平逆变器的空间矢量图中的小电压矢量。因此,在不同的扇区内($S=1, 2, 3, 4, 5, 6$)分别选择这些所谓的小电压矢量(A,B,C,D,E,F)作为每个开关周期内的起始矢量(令其作用时间为 T_0)。因此,可以通过调整冗余开关状态(如“onn”和“poo”)的作用时间分配,将每个开关周期内的平均零序电压值强制为零。

假设2个冗余开关状态“onn”和“poo”的作用时间分别为 yT_0 和 $(1-y)T_0$,其中, y 为取值范围为0~1之间的加权因子,定义了2个开关状态之间作用时间的分配关系。

如图4和图2a所示,当矢量 V_1 的顶点位于扇区1($S=1$)时,此时逆变器I在1个开关周期内的开关状态切换顺序为onn—oon—pon—poo,产生的平均零序电压可以表示为

$$\begin{aligned} U_{ZS}(\text{averaged over } T_s) &= \frac{1}{T_s} [(yT_0)\left(-\frac{U_{dc}}{6}\right) + T_1\left(-\frac{U_{dc}}{12}\right) + \\ &\quad 0 + (1-y)T_0\left(\frac{U_{dc}}{12}\right)] \end{aligned} \quad (10)$$

若令上述平均零序电压值为零,则可得:

$$\begin{aligned} U_{ZS} &= 0 \\ \Rightarrow yT_0 &= \frac{1}{3} (T_0 - T_1) \end{aligned} \quad (11)$$

由图5可得,此时的时间偏移量 T_{offset} 可以表示为

$$\begin{aligned} T_{offset} &= (1-y)T_0 - T_{min} \\ &= T_0 - yT_0 - T_{min} \end{aligned} \quad (12)$$

联合式(1)、式(2)、式(12)可得:

$$\begin{aligned}
 T_{\text{offset}} &= (1-y)T_0 - T_{\text{min}} \\
 &= T_0 - \frac{1}{3}(T_0 - T_1) - T_{\text{min}} \\
 &= \frac{2}{3}T_0 + \frac{1}{3}T_1 - T_{\text{min}} \\
 &= \frac{2}{3}T_0 + \frac{1}{3}(T_{\text{max}} - T_{\text{mid}}) - T_{\text{min}} \\
 &= \frac{2}{3}T_0 + \frac{1}{3}(T_{\text{max}} + T_{\text{max}} + T_{\text{min}}) - T_{\text{min}} \\
 &= \frac{2}{3}T_0 + \frac{2}{3}(T_{\text{max}} - T_{\text{min}}) \\
 &= \frac{2}{3}T_0 + \frac{2}{3}(T_1 + T_2) \\
 &= \frac{2}{3}T_s \tag{13}
 \end{aligned}$$

可以看出,此时消除平均零序电压的必要条件是简单地设置时间偏移量 $T_{\text{offset}} = 2T_s/3$ 。类似地,可以同样推导出当矢量 V_1 的顶点位于其它扇区时的时间偏移量大小。所有扇区 ($S=1 \sim 6$) 对应的时间偏移量大小如表1所示。这意味着时间偏移量 T_{offset} 只要简单调整为 $2T_s/3$ 或 $T_s/3$ 即可在每个开关周期内将平均零序电压强制为零。

表1 逆变器I各调整扇区对应的时间偏移量

Tab.1 Time shifts corresponding to various sectors for inverter

扇区	T_{offset}	扇区	T_{offset}
S=1	$2T_s/3$	S=2	$T_s/3$
S=3	$2T_s/3$	S=4	$T_s/3$
S=5	$2T_s/3$	S=6	$T_s/3$

如式(5)所示,逆变器II三相桥臂的切换时间不需要重新计算,因此,逆变器II的时间偏移量也不需要单独推导。由于逆变器I和逆变器II的平均零序电压均强制为零,所以在每个开关周期内系统的总平均零序电压被消除,从而达到抑制系统零序环流的目的。

一旦获得最终的三相桥臂的切换时间(如 T_{ga1} , T_{gb1} 和 T_{gc1}),就可以将其转换成逆变器各开关器件($S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}, S_{31}, S_{32}$)的切换时间。以逆变器I的a相桥臂为例,如果在1个开关周期内该相桥臂的开关状态从“n”变为“o”,则应将切换时间 T_{ga1} 分配给开关 S_{12} , 开关 S_{11} 一直处于关断状态。如果在1个开关周期内该相桥臂的开关状态从“o”变为“p”,则应将切换时间 T_{ga1} 分配给开关 S_{11} , 开关 S_{12} 一直处于开通状态。注意,在图1所示的NPC三电平逆变器中,开关 S_{13} 与 S_{11} 的开通状态互补,并且开关 S_{14} 与 S_{12} 的开通状态也是互补的。

2.4 中点电位平衡控制

本文采用通过调整冗余开关状态作用时间的方法来控制中点电位平衡。如上所述,如果参考电压矢量 V_1 的顶点位于图2中扇区1($S=1$)时,则将选择小矢量 A 作为合成矢量序列中的起始矢量,而小矢量 A 的2个冗余开关状态“onn”和“poo”对逆变器I的中性点电位具有相反的影响。类似地,此时参考电压矢量 V_2 的顶点则位于图2中扇区4($S=4$),每个开关周期内将选择小矢量 D' 作为起始合成矢量,而 D' 具有2个类似的“noo”和“opp”的开关状态,对逆变器II的中性点电位具有相反的影响。中点电位受如图1所示的中性点电流 i_{np} 的影响,以逆变器I为例,其桥臂开关状态和中性点电流之间的关系为

$$\begin{aligned}
 i_{np} &= [1 - \text{abs}(S_a)] \cdot i_a + [1 - \text{abs}(S_b)] \cdot i_b + \\
 &\quad [1 - \text{abs}(S_c)] \cdot i_c \tag{14}
 \end{aligned}$$

式中: $i_x(x=a, b, c)$ 为负载电流,其正参考方向如图1所示; $S_x(x=a, b, c)$ 为逆变器某一相桥臂的开关状态,桥臂开关状态“n”,“o”,“p”的对应值分别为-1,0,1;符号 $\text{abs}(\cdot)$ 为绝对值函数。

因此,对于逆变器I,小矢量 A 的一个开关状态“onn”产生的中性点电流为

$$\begin{aligned}
 i_{np1}(\text{onn}) &= (1-0) \cdot i_a + (1-1) \cdot i_b + (1-1) \cdot i_c \\
 &= i_a \tag{15}
 \end{aligned}$$

此时,对于逆变器II,小矢量 D' 的一个冗余开关状态“noo”产生的中性点电流为

$$\begin{aligned}
 i_{np2}(\text{noo}) &= (1-1) \cdot (-i_a) + (1-0) \cdot (-i_b) + \\
 &\quad (1-0) \cdot (-i_c) \\
 &= -i_b - i_c = i_a \tag{16}
 \end{aligned}$$

由式(15)与式(16)可得:

$$i_{np1}(\text{onn}) = i_{np2}(\text{noo}) = i_a \tag{17}$$

因此,小矢量 $A(\text{onn})$ 和 $D'(\text{noo})$ 对直流侧中性点电位具有相同的影响。同理,当解耦后的参考电压矢量 V_1 的顶点位于其它扇区($S=2, 3, 4, 5, 6$)时,可以得到上述类似的结论。因此,为了控制系统直流侧中点电位,应该以相同的方式调节逆变器I和逆变器II的作用矢量。

另一方面,对于小矢量 A 的另一冗余开关状态(poo),可以计算得其产生的中性点电流为

$$\begin{aligned}
 i_{np1}(\text{poo}) &= (1-1) \cdot i_a + (1-0) \cdot i_b + (1-0) \cdot i_c \\
 &= -i_a \tag{18}
 \end{aligned}$$

联合式(15)与式(18)可得,冗余开关状态(“onn”,“poo”)对中点电位的影响相反。因此,可以通过调节冗余开关状态的作用时间来控制直流侧中性点电流,从而平衡中点电位。

当重新调整2个冗余开关状态的作用时间分布时,应该遵循的原则是保证两者作用时间之和应该等于 T_0 ,只有这样,输出电压矢量才不会受到重新调整的影响。具体调整如下:

$$\begin{cases} T(\text{oon}) = yT_0 + \Delta T \\ T(\text{poo}) = (1-y)T_0 - \Delta T \end{cases} \quad (19)$$

其中
$$\Delta T = -k \cdot \frac{(u_{dc1} - u_{dc2})}{(u_{dc1} + u_{dc2})} \cdot T_s \cdot p_flag$$

式中: ΔT 为用于调整2个冗余开关状态作用时间的调整值; u_{dc1} 和 u_{dc2} 分别为如图1所示直流侧上电容和下电容的电压; p_flag 为直流母线电流 i_p 的实际方向,当 $i_p > 0$ 时, $p_flag=1$,当 $i_p < 0$ 时, $p_flag=-1$; k 为一个权重系数,可以调整该系数以实现直流侧电容电压波动最小化与输出电压最佳性能之间的平衡。

因此逆变器I三相桥臂的最终开通时间为

$$T'_{gvl} = T_{gvl} + \Delta T \quad (20)$$

注意,上述中点电位平衡控制过程中涉及到冗余开关状态作用时间的调整,这不可避免地将影响表1所示的时间偏移量 T_{offset} ,但是,这不会影响系统的总平均零序电压的消除,具体分析如下。以开关状态序列 $onn-oon-pon-poo$ (作用于逆变器I)和 $noo-nop-oop-opp$ (作用于逆变器II)为例,考虑到中点电位平衡控制之后的时间偏移量调整(ΔT),此时2台逆变器产生的零序电压分别为

$$\begin{aligned} U_{zs1}(\text{averaged over } T_s) &= \frac{1}{T_s} \cdot \{ (y \cdot T_0 + \Delta T) \cdot \\ &\quad \left(-\frac{U_{dc}}{6} \right) + T_1 \cdot \left(-\frac{U_{dc}}{12} \right) + \\ &\quad 0 + [(1-y) \cdot T_0 - \Delta T] \cdot \\ &\quad \left. \frac{U_{dc}}{12} \right\} \\ &= -\frac{U_{dc} \Delta T}{4} \cdot \frac{1}{T_s} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} U_{zs2}(\text{averaged over } T_s) &= \frac{1}{T_s} \cdot \{ (y \cdot T_0 + \Delta T) \cdot \\ &\quad \left(-\frac{U_{dc}}{12} \right) + 0 + T_2 \cdot \frac{U_{dc}}{12} + \\ &\quad [(1-y) \cdot T_0 - \Delta T] \cdot \frac{U_{dc}}{6} \} \\ &= -\frac{U_{dc} \Delta T}{4} \cdot \frac{1}{T_s} \end{aligned} \quad (22)$$

由式(21)和式(22)可以看出,在为中性点电压平衡加上时间调整量 ΔT 之后,每台逆变器的平均零序电压不再为零,但它们结果相等。因此,根据式(6)可得,此时系统的平均零序电压仍然为零,即

$$\begin{aligned} U_{zs} &= U_{zs2} - U_{zs1} \\ &= \left(-\frac{U_{dc} \Delta T}{4} \cdot \frac{1}{T_s} \right) - \left(-\frac{U_{dc} \Delta T}{4} \cdot \frac{1}{T_s} \right) = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

所以,虽然中点电位平衡控制时会对冗余开关状态的作用时间进行调整,但是系统的平均零序电压仍然为零,系统的零序环流仍然可以得到有效抑制。

3 实验结果

为验证文中采用的简化快速PWM算法的正确性与有效性,采用了1台额定功率为5.5 kW的三绕组异步电机进行了实验验证,控制算法的实现流程如图7所示。实验过程中,直流侧电压设为400 V,IGBT开关频率为5 kHz,控制芯片为TI公司的TMS320F28335 DSP以及Xilinx的EP3C25 FPGA,负载转矩为5 N·m。

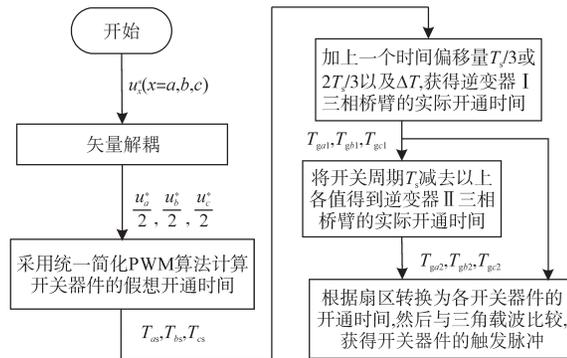
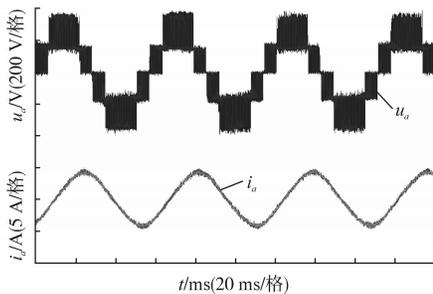


图7 调制算法流程图

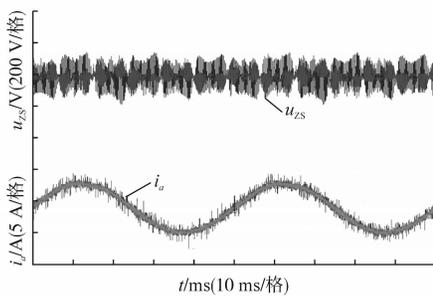
Fig.7 Flowchart of the modulation algorithm

图8所示实验结果为异步电机以额定转速运行时所得,所带负载由直流电机模拟控制。图8a为异步电机a相相电压及相电流波形,可以发现,该相电压电平数为5,由理论推导易得,双三电平逆变器输出相电压有 $U_{dc}/2, U_{dc}/4, 0, -U_{dc}/4, -U_{dc}/2$ 这5个数值,实验波形与之吻合。观察负载电流波形,可以发现电流波形谐波含量少,具有较好的正弦度。图8b为零序电压及相电流波形,虽然此时的零序电压没有完全消除,以基准为零上下高频波动,但是其平均电压在每个开关周期内被抑制为零,通过此时负载电流波形可以看出,其

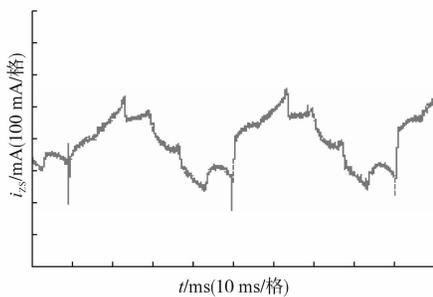
波形谐波含量少,具有较好的正弦度,说明系统中的零序环流得到有效的抑制。图8c为系统零序电流波形,可以看出该零序电流最大幅值为0.15 A左右,与负载电流(5 A左右)相比,基本可以忽略其对电机正常运行的影响。图8d为直流侧两电容电压波形,为证明本文中点电位平衡控制方法的有效性,在某一时刻不对中点电位施加控制,发现中点电位逐渐偏移,当恢复控制后,中点电位很快达到平衡状态。



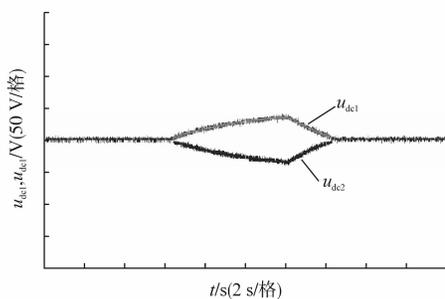
(a)相电压与相电流



(b)零序电压与相电流



(c)零序电流



(d)直流侧电容电压

图8 实验结果

Fig.8 Experimental results

4 结论

本文针对由2台三电平逆变器级联而成五电平逆变器在运行中存在的问题,研究了一种统一快速PWM调制算法。该方法在抑制系统零序环流的同时,可以有效平衡逆变器直流侧中点电位,从而保证电机正常运行,最后通过实验验证了该方法的正确性与有效性。

该简化快速算法在对系统平均零序电压进行消除后,虽然保证了电机的正常运行,但是直流电压利用率有所降低,这是今后需要进一步研究的问题。

参考文献

- [1] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49(4): 724-738.
- [2] Sivakumar K, Das A, Ramchand R, et al. A Hybrid Multilevel Inverter Topology for an Open-end Winding Induction-motor Drive Using Two-level Inverters in Series with a Capacitor-Fed H-bridge Cell[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2010, 57(11): 3707-3714.
- [3] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 33-39.
- [4] Samir Kouro, Mariusz Malinowski, Gopakumar K, et al. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2010, 57(8): 2553-2580.
- [5] 苏良成, 戴鹏, 吴斌, 等. 三电平逆变器新型简化算法及其优化控制[J]. 电气传动, 2015, 45(1): 25-29.
- [6] 王倩, 李润秋, 王燕, 等. 三电平NPC逆变器的新型虚拟空间矢量调制策略研究[J]. 电气传动, 2018, 48(8): 21-25.
- [7] Busquets-Monge S, Somavilla S, Bordonau J, et al. Capacitor Voltage Balance for the Neutral-point-clamped Converter Using the Virtual Space Vector Concept with Optimized Spectral Performance [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2007, 22(4): 1128-1135.
- [8] Thielemans S, Ruderman A, Reznikov B, et al. Improved Natural Balancing with Modified Phase-shifted PWM for Single-leg Five-level Flying-capacitor Converters [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2012, 27(4): 1658-1667.
- [9] Du Sixing, Liu Jinjun, Lin Jiliang. Hybrid Cascaded H-bridge Converter for Harmonic Current Compensation [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2013, 28(5): 2170-2179.
- [10] Barbosa P, Steimer P, Steinke J, et al. Active-neutral-point-clamped (ANPC) Multilevel Converter Topology [C]//Proc. EPE'05 Conf., 2005: 1-10.
- [11] Stemmler H, Guggenbach P. Configurations of High-power

(下转第14页)

前准备,在设备检修期间提前更换健康状况不佳的电机。电机性能预控功能已经在黑龙江建龙钢铁关键设备在线监测项目中得到了应用,实现了故障率减低5%的目标。下一步信息检测使用带有边沿控制的温度、振动传感器可以实现系统的更优化,减少过程数据的传输以及对非必要数据的处理。论文撰写过程中江苏精益智控科技有限公司和黑龙江建龙有限公司提供了大量详实数据。

参考文献

[1] 李元德,李国栋,田颖峰. 对连轧管机机型选择的探讨[J]钢管,2011,40(2):20-24.

[2] 闫文秀. 三辊连轧管机的电机监测系统:中国,201110460011.4[P]. 2015.01.28.
[3] 周静,杨飞,尚海燕. 旋转导向钻井中矫正温度对无刷电机影响研究[J]. 电气传动,2019,49(9):77-81.
[4] 李义,昌亮. 一种电机温度远程监测装置:中国,201020237074.4[P]. 2010.06.25
[5] 闫文秀. SINAMICS在三辊无缝钢管连轧管机上的应用[J]冶金自动化,2013,37(5):61-66.
[6] 曹学旺,梁素芬,穆太青,等. 大功率整流电源在热连轧生产线上应用[J] 电气传动,2017,47(5):7-9.
[7] 戴靠山,毛振西,赵志,等. 不同频谱特性地震动下某风电塔响应振动台试验研究[J]. 工程科学与技术,2018,50(3):125-133.

收稿日期:2020-04-14

修改稿日期:2020-05-09

(上接第9页)

Voltage Source Inverter Drives [C]//Proc. EPE' 93 Conf., 1993:7-14.
[12] Kanchan R S, Tekwani P N, Gopakumar K. Three-level Inverter Scheme with Common Mode Voltage Elimination and DC-Link Capacitor Voltage Balancing for an Open End Winding Induction Motor Drive [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2006,21(6):1676-1683.
[13] Oikonomou Nikolaos, Holtz Joachim. Optimal Control of a Dual Three-level Inverter System for Medium-voltage Drives [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2010,46(3):1034-1041.
[14] Somasekhar VT, Srinivas S. Switching Algorithms for the Dual Inverter Fed Open-end Winding Induction Motor Drive for 3-level Voltage Space Phasor Generation [J]. Asian Power Electronics Journal, 2007,1(1):96-110.

[15] Somasekhar V T, Srinivas S, Kumar K. K. Effect of Zero-vector Placement in a Dual-inverter Fed Open-end Winding Induction-motor Drive with a Decoupled Space-vector PWM Strategy [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2008,55(6):2497-2505.
[16] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, DongSeok Hyun. A New Simplified Space-vector PWM Method for Three-level Inverters [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2001,16(4):545-550.
[17] Chung Dae-Woong, Kim Joohn-Sheok, Sul Seung-Ki. Unified Voltage Modulation Technique for Real-time Three-phase Power Conversion [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1998,34(2):374-380.

收稿日期:2019-02-27

修改稿日期:2019-05-19