

一种新型的三电平 VIENNA 整流器调制策略

谢积锦^{1,4}, 刘斌², 何永玲¹, 刘桂英³, 谷良田¹, 王跃飞¹

(1. 北部湾大学 广西高校临海机械装备设计制造及控制重点实验室培育基地, 广西 钦州 535011; 2. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 330063; 3. 广西师范学院 物理与电子学院, 广西 南宁 530023; 4. 钦州市大数据资源利用重点实验室, 广西 钦州 535011)

摘要: 对三相三线三电平 VIENNA 整流器进行研究, 构建了整流器电压和电流双环控制环路。针对该整流器降低开关损耗和中点电位控制问题, 在分析冗余小矢量对中点电位影响的基础上, 首先提出了 2 种新的对中点电位影响相反的五段式断续调制序列, 在此基础上又提出了旨在降低开关损耗的集中式大电流不动作调制原则并引入一角度调节量对不动作区域进行拓展, 实现了兼顾中点电位平衡控制的同时最大限度地降低开关损耗。仿真和实验进一步验证了所提调制策略的有效性。

关键词: 开关损耗; 中点电位平衡; 开关序列; 扇区

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19365

A New Modulation Strategy for Three-level VIENNA Rectifier

XIE Jijin^{1,4}, LIU Bin², HE Yongling¹, LIU Guiying³, GU Liangtian¹, WANG Yuefei¹

(1. Guangxi Colleges and Universities Key Laboratory Breeding Base of Coastal Mechanical Equipment Design, Manufacturing and Control, Beibu Gulf University, Qinzhou 535011, Guangxi, China; 2. Information Engineering College, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, Jiangxi, China; 3. Physics and Electronics College, Guangxi Teachers Education University, Nanning 530023, Guangxi, China; 4. Key Laboratory of Big Data Tesource Utilization of Qinzhou, Qinzhou 535011, Guangxi, China)

Abstract: Three-phase three wire three-level VIENNA rectifier was studied, and the voltage and current double loop control loop of rectifier was constructed. Due to the problems of reducing switching loss and neutral-point voltage control for rectifier, by analysing the influence of the redundant small vectors on the neutral-point potential, two new five-segment intermittent modulation sequences with opposite effects on neutral-point potential were put out, and then a centralized large current non-action modulation strategy which aims at reducing switching loss was proposed and an angle control quantity was introduced to expand the non-action area, which realized the balance control of neutral-point potential while minimizing the switching loss. Simulations and experiments validate the feasibility of the new modulation strategy.

Key words: switching loss; neutral-point potential balance; switching sequence; sector

随着电力电子技术的飞速发展, 各种高性能整流装置得到了广泛的应用。多电平技术由于输出电压具有更多电平, 使得电压及电流的跳变减小, 因而具有总谐波失真(total harmonic distor-

tion, THD)小、开关器件开关应力低^[1]、电磁干扰弱等特点, 在高压大功率场合越发受到重视。三相三线三电平 VIENNA 整流拓扑不仅具有上述特点, 而且与传统三电平变换拓扑相比, 具有所

基金项目: 国家自然科学基金项目(61463037); 广西高校中青年提升项目(KY2016YB479); 广西高校临海机械装备设计制造及控制重点实验室培育基地主任课题资金资助(GXLH2014ZD-02, 520175013, 2013YB143)

作者简介: 谢积锦(1987-), 男, 硕士, 讲师, Email: xiejijin@163.com

通讯作者: 何永玲(1967-), 女, 硕士, 教授, Email: ylh1967@163.com

用开关器件只有3个、功率因数高、损耗小、不存在直通现象等明显优势^[2],三电平 VIENNA 整流器尤其适用于能量单相流动的大功率场合。但随着开关频率的不断提高,不得不考虑开关损耗,加之三电平中点钳位本身所固有的中点电位浮动问题,所以对其研究主要集中在降低开关损耗和中点平衡控制两方面,但这二者常是一个矛盾体,需要折中控制。

对于开关损耗问题可以从硬件设计方面进行优化^[3-4],例如采用高端碳化硅器件、设计软开关等,但高性能器件成本高且软开关电路稍显复杂;还可以研究新调制策略降低损耗^[5],文献[6]提出将三电平简化为两电平的新方法,但其依然采用七段式调制,损耗降低不明显。对于中点电位问题,国内外学者也进行了相关研究^[7],文献[8-9]将中点电位偏差量作为反馈引入内外控制环;文献[10]通过注入零序分量进行中点电位控制。总的来说,传统的研究要么仅着眼于中点电位浮动控制最优,要么仅着眼于降低开关损耗最优,很少就兼顾中点电位平衡控制及降低开关损耗进行研究。

本文在分析 VIENNA 整流器冗余小矢量对中点电位影响的基础上,提出2种新的五段式矢量切换序列及在整流电流最大值附近使某相开关集中不动作的大电流不动作策略,实现最大限度降低开关损耗的同时又能将中点电位控制在允许的范围内。

1 VIENNA 拓扑及中点电位问题

1.1 VIENNA 控制环路及矢量分布

三相三线三电平 VIENNA 整流器架构如图1所示, $L_1 \sim L_3$ 为功率电感,且令电感值 $L_1=L_2=L_3=L$; $D_1 \sim D_6$ 为快恢复二极管;直流侧电容由 C_1 和 C_2 串联并引出电容中点 o 且,令 $C_1=C_2=C$, $V_1 \sim V_6$ 为全控型功率开关; R_0 为负载电阻; L_1, V_1, V_2, D_1, D_2 构成 a 相,工作在升压状态, V_1, V_2 反向串联(目的是使该相关断时无电流流入或流出中点)且连接至电容中点,使用相同的触发信号,其它器件组成 b 相、 c 相;电源中点 N 和电容中点 o 之间无连接线^[11]。图1中, e_a, e_b, e_c 分别为三相相电压; i_a, i_b, i_c 分别为三相相电流; i_1, i_2 为共阴组、共阳组电流; u_{dc} 为直流整流电压且 $u_{dc}=u_1+u_2$, 其中 u_1, u_2 分别为上电容和下电容电压。

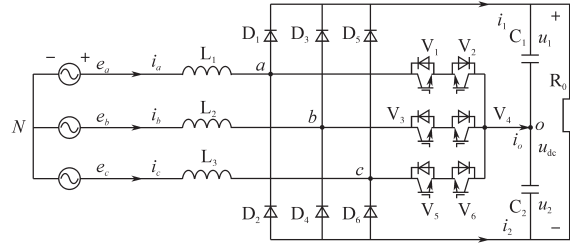


图1 VIENNA 整流器架构

Fig.1 Structure of VIENNA rectifier

结合图1考虑电感电阻 R , 根据 KVL 定律很容易得到系统的电压方程式;然后将电压方程式两端涉及到的上述电压电流等电量变换到 $d-q$ 坐标系得到带 dq 耦合的系统模型;为克服电网大扰动,系统采用电网电压 e_d, e_q 前馈,为克服电流耦合引入电流 $\omega Li_q, \omega Li_d$ 交叉解耦,得到电流环 dq 解耦控制模型如图2所示。其中, k_p, k_i 为电流环的 PI 参数; i_{dref}, i_{qref} 分别为 d, q 轴电流给定; i_d, i_q 为 d, q 轴电流反馈。由于 VIENNA 整流器的能量只能单向流动^[12-13], 所以一般令 $i_{qref}=0$ 。

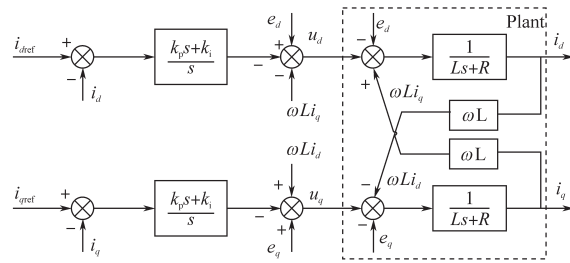


图2 电流控制环

Fig.2 Control loop for current

根据输入输出功率守恒,考虑 $d-q$ 坐标系下三相系统的输入功率 $3(e_d \times i_d + e_q \times i_q)$ 及直流侧 u_{dc} , R_0, C 之间的关系,得到图3所示电压控制环路,通过环路实现稳定的直流输出。 d 轴通过控制有功来控制直流电压,在整定电压环控制器时,着重考虑系统的抗干扰能力,一般将框图非线性环节 $e_d/u_{dc}, e_q/u_{dc}$ 的各个量取额定稳态值(即将非线性环节看做常量)^[8, 13, 14],可得到简化的电压环路,然后按照典型 II 型系统进行整定即可,具体可参考文献[8, 13, 14]等。

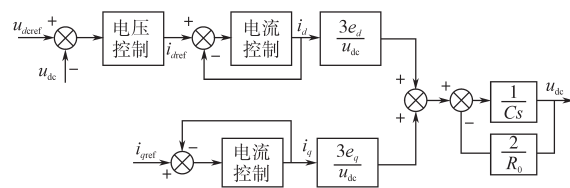


图3 电压控制环

Fig.3 Control loop for voltage

为研究VIENNA的矢量分布,引入一个二值开关符号 $S_x(x=a,b,c, \text{代表某一相})$,当 $S_x=1$ 时,代表某相开关处于导通状态,此时对应相相对 o 点的电压 $U_{xo}=0$;当 $S_x=0$ 时,代表某相开关处于关断状态,若此时 $i_x>0$,则 $U_{xo}=u_{dc}/2$,若 $i_x<0$,则 $U_{xo}=-u_{dc}/2$ 。可见,每相输出电压分别有 $0, u_{dc}/2, -u_{dc}/2$ 3种状态,本文用 $0, +1, -1$ 表示。因为三相三线系统中不可能出现三相电压同为正或同为负的情况,因此三相共有25种状态组合,将状态电压组合代入空间矢量表达式,容易得到图4的矢量分布。分布图由19个矢量组成,包括6个大矢量,6个中矢量,6个小矢量及1个零矢量,其中6个小矢量分别包含2种状态组合,称为冗余小矢量,小矢量的长度为 $u_{dc}/2$,其它矢量的长度类推。

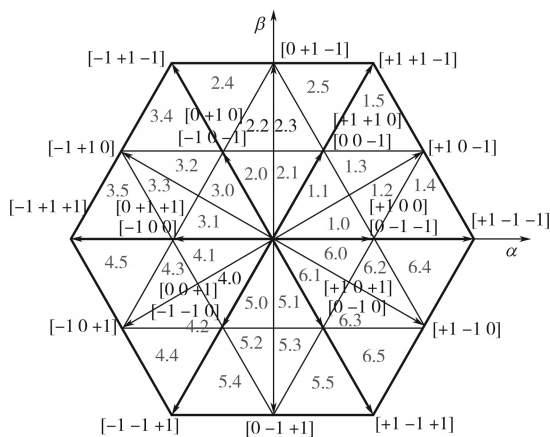


图4 VIENNA整流器电压矢量分布

Fig.4 Voltage vector distribution of VIENNA rectifier

1.2 VIENNA 中点电位浮动分析

中点电位浮动问题是三电平VIENNA整流器的固有问题。如果中点电位浮动超出合理的范围,将会带来很多问题,如输出电压畸变、器件承受的电压应力不均衡、整流器输入电流谐波增加、损耗加大等问题,严重时甚至会退化为两电平,从而失去三电平本身的优势。图3所设计的电压控制环路稳定了电容 C_1, C_2 二者的总电压之和,但是由于三电平拓扑本身需要引出中点且和桥臂连接,所以系统工作时,将会有电流流入或流出中点,进而导致中点电位发生变化,上、下电容不再均压。

由图1可得到下式:

$$C_1 \frac{du_1}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_0} = i_1 \quad (1)$$

$$C_2 \frac{du_2}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_0} = -i_2 \quad (2)$$

结合 $i_1+i_2+i_o=0$,得到中点电位表达式:

$$C \frac{d(u_1 - u_2)}{dt} = -i_o \quad (3)$$

可见,中点电位 $\Delta u=u_1-u_2$ 与中点电流 i_o 密切相关,所以,通过控制 i_o 可控制中点电位。

单位功率因数时,三相三线VIENNA整流器在 α - β 平面上对应的三相电流极性如图5所示,分为6个大区,用A~F表示(注:“+--”代表 a 相电流为正, b 相、 c 相电流为负,其它类推;而且不可能出现+++、---2种情况,否则三相电流之和不可能为0),与图4比较可知,冗余小矢量位于每个电流极性区域的中间,中矢量在轴线上。

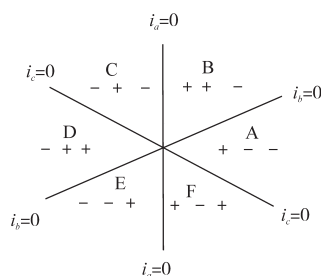


图5 三相电流极性分布

Fig.5 Polarity distribution of three phase current

由图5的电流方向及图1可知冗余小矢量包含的2种状态组合产生的中点电流方向刚好相反。电压矢量对中点的影响见图6。以 α 轴上方同一个小矢量对应的2种状态 $[+1 +1 0]$ 和 $[0 0 -1]$ 为例,状态 $[+1 +1 0]$ 对应的开关方式会对上电容进行充电,电流流出中点,即 $i_o<0$, o 点电位下降, Δu 增大,如图6a所示;而状态 $[0 0 -1]$ 对应的开关方式则会对下电容进行充电,电流流入中点,即 $i_o>0$, o 点电位上升, Δu 减小,如图6b所示。图6c、图6d还给出了中矢量、大矢量作用下的中点电位分析,表1给出了所有矢量及其状态组合对应的中点电流。由图6可见,零矢量和大大矢量对中点电流没有影响,中矢量对中点电流影响的方向不确定,更主要的是中矢量只有一种状态组合,一旦该矢量作用时间被计算出来,只能用唯一的组合输出,因此属于不可控矢量;而同一个小矢量由于具有对中点电流影响相反的2种状态组合,属于可控矢量。因此,一般情况下通过控制小矢量来控制中点电位平衡,而较少对中矢量进行操作^[6-10]。值得说明的是,单位功率因数时,由于图4的中矢量恰好位于图5的轴线上,导致 $i_o=i_x \approx 0$,中点电流较小,对下文平衡方法的实施是有利的,而功因角

变大时则不然。

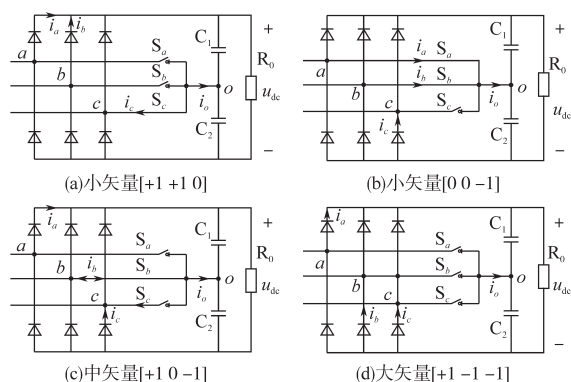


图6 电压矢量对中性点的影响

Fig.6 Effect of the voltage vector on neutral-point

表1 电压矢量对应的中性点电流

Tab.1 Neutral-point current corresponding to the voltage vector

电压 矢量	状态组合		中性点电流 i_o 的值	
	序列1 使用	序列2 使用	C_1 充电 $\Delta u \uparrow$	C_2 充电 $\Delta u \downarrow$
小矢量	[+1 +1 0]	[0 0 -1]	$i_o = i_c < 0$	$i_o = -i_c > 0$
	[0 0 +1]	[-1 -1 0]	$i_o = -i_c < 0$	$i_o = i_c > 0$
	[0 +1 +1]	[-1 0 0]	$i_o = i_b < 0$	$i_o = -i_b > 0$
	[+1 0 0]	[0 -1 -1]	$i_o = -i_b < 0$	$i_o = i_b > 0$
	[+1 0 +1]	[0 -1 0]	$i_o = i_b < 0$	$i_o = -i_b > 0$
	[0 +1 0]	[-1 0 -1]	$i_o = -i_b < 0$	$i_o = i_b > 0$
中矢量	[0 +1 -1], [0 -1 +1]		$i_o = i_a \approx 0$, 极性不定	
	[+1 0 -1], [-1 0 +1]		$i_o = i_b \approx 0$, 极性不定	
	[-1 +1 0], [+1 -1 0]		$i_o = i_c \approx 0$, 极性不定	
大矢量	[+1 -1 -1], [+1 +1 -1], [-1 +1 -1], [-1 +1 +1], [-1 -1 +1], [+1 -1 +1]		对 i_o 无影响	
零矢量	[0 0 0]		对 i_o 无影响	

2 VIENNA 整流器的断续调制

2.1 两种新的断续序列及对中点的影响

空间矢量调制(SVPWM)分为连续调制和不连续(断续)调制2种。传统连续SVPWM 1个开关周期内采用七段法输出,虽然可以通过在1个开关周期内调节对中性点电位影响相反的同1个小矢量的2种状态组合的作用时间实现中点平衡控制,而且绝大多数研究也基于七段法才实现中点平衡^[6-10],但七段法1个开关周期内每一相必开关1次,开关次数多,效率不高;而传统断续SVPWM 1个开关周期内采用五段法输出,1个开关周期有1相不开关(不动作),其它2相各开关1次,虽然减少了开关次数,降低了损耗,但五段法在1

个开关周期内只能出现同一个小矢量的其中1种状态组合,而不能同时出现对中性点影响相反的2种状态组合,所以传统五段法在1个开关周期内是没有能力来平衡中点电位的。本文方法的思路是,虽然五段法在1个开关周期内只能出现某个小矢量的1个状态组合,但我们可以在另一个开关周内(根据中点电位的偏移)采用同一个小矢量的相反状态组合,这样整体看起来也是可以平衡中点电位的。

中点控制流程图如图7所示,找到对中性点影响相反的2种新的五段式序列,通过合理设置中点电位允许的上、下限阈值,将阈值作为环宽,根据滞环原理,运用找到的2种序列的相反作用将中点电位控制在上下限环宽内。通过以上方法可实现五段式既不增加开关频率又增强了对于中点电位的控制能力。图7虚线框为2.2节要提出的大电流不动作策略,目的是最大限度降低开关次数。

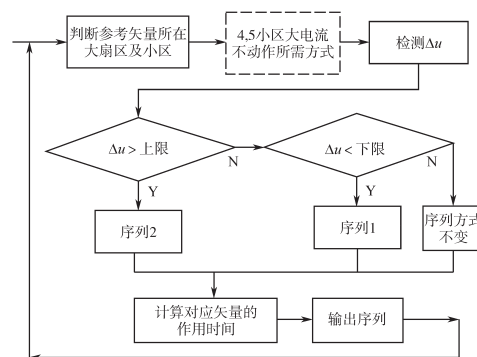


图7 中点电压控制流程图

Fig.7 Flow chart of neutral-point voltage control

本文将图4所示的VIENNA矢量分布图按60°进行扇区划分,得到6大扇区,将逆时针方向0°~60°作为第1大扇区,每个扇区再细分为6个小区,并分别进行编号Q.0~Q.5, Q为大扇区编号,图8为第1、第2扇区各个小扇区的划分方法。

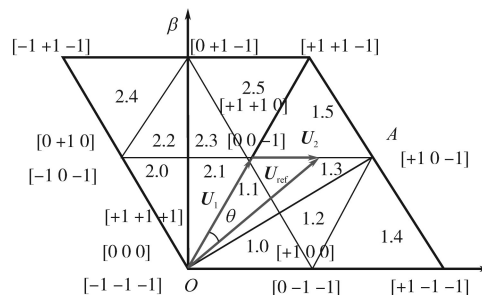


图8 大扇区及小扇区的划分

Fig.8 The division of large sector and small sector

在单位功率因数下,根据“最近三矢量原理”

和“平行四边形法则”,对整流器可能的五段输出序列进行分析,得到图7所需的序列1、序列2,如表2所示。表2为第1大扇区每个小区2种新的断续序列,表中每个小区有阴影的2种状态组合代表距离该小区参考矢量 U_{ref} 最近的小矢量状态;而有下列线的状态组合则代表距离 U_{ref} 较远的小矢量状态;该状态后的升高降低箭头 $\uparrow\downarrow$ 分别表示该状态增强对应序列的电容充电和减弱对应序列的电容充电,但是由于该状态距离 U_{ref} 较远,根据“平行四边形法则”,所以该状态作用时间较短,总体上还是由离参考矢量 U_{ref} 最近的小矢量的2种状态组合影响中点;表中每个五段序列的最后字母代表可实现某相不动作,譬如1.3小区的序列1可实现 a 相1个开关周期内不动作;其它大扇区同样可以得到类似的序列1、序列2。

表2 新的断续序列

Tab.2 New intermittent sequences

小区	序列1/ C_1 充电/ $\Delta u \uparrow$	序列2/ C_2 充电/ $\Delta u \downarrow$
1.0	$[+1\ 0\ 0]-[0\ 0\ 0]-$ $[0\ 0\ -1]\downarrow-[0\ 0\ 0]-$ $[+1\ 0\ 0] b$	$[0\ 0\ 0]-[0\ 0\ -1]\uparrow-$ $[0\ -1\ -1]-[0\ 0\ -1]-$ $[0\ 0\ 0] a$
1.1	$[+1\ +1\ 0]-[+1\ 0\ 0]\uparrow-$ $[0\ 0\ 0]-[+1\ 0\ 0]-$ $[+1\ +1\ 0] c$	$[+1\ 0\ 0]\downarrow-[0\ 0\ 0]-$ $[0\ 0\ -1]-[0\ 0\ 0]-$ $[+1\ 0\ 0] b$
1.2	$[+1\ 0\ 0]-[+1\ 0\ -1]-$ $[0\ 0\ -1]\downarrow-[+1\ 0\ -1]-$ $[+1\ 0\ 0] b$	$[+1\ 0\ -1]-[0\ 0\ -1]\uparrow-$ $[0\ -1\ -1]-[0\ 0\ -1]-$ $[+1\ 0\ -1] c$
1.3	$[+1\ +1\ 0]-[+1\ 0\ 0]-$ $[+1\ 0\ -1]-[+1\ 0\ 0]\uparrow-$ $[+1\ +1\ 0] a$	$[+1\ 0\ 0]\downarrow-[+1\ 0\ -1]-$ $[0\ 0\ -1]-[+1\ 0\ -1]-$ $[+1\ 0\ 0] b$
1.4	$[+1\ 0\ 0]-[+1\ 0\ -1]-$ $[+1\ -1\ -1]-[+1\ 0\ -1]-$ $[+1\ 0\ 0] a$	$[+1\ 0\ -1]-[+1\ -1\ -1]-$ $[0\ -1\ -1]-[+1\ -1\ -1]-$ $[+1\ 0\ -1] c$
1.5	$[+1\ +1\ 0]-[+1\ +1\ -1]-$ $[+1\ 0\ -1]-[+1\ +1\ -1]-$ $[+1\ +1\ 0] a$	$[+1\ +1\ -1]-[+1\ 0\ -1]-$ $[0\ 0\ -1]-[+1\ 0\ -1]-$ $[+1\ +1\ -1] c$

为实现小区的中点电位控制,在每个小区采用2种矢量输出序列,2种输出序列分别包含同一个冗余小矢量对应的其中1种状态组合,由前文分析可知,冗余小矢量的2种状态组合对中点电位的影响恰好相反,再将输出序列适当归类,可知序列1会给电容 C_1 充电,使中点电位下降, Δu 增大;序列2会给电容 C_2 充电,使中点电位抬高, Δu 减小。以参考电压矢量 U_{ref} 位于1.1小区为例,此小区利用同一个小矢量的2种状态 $[+1\ +1\ 0]$, $[0\ 0\ -1]$ 来调节中点电位平衡。根据图5各个区

域的三相电流极性并结合表2,1.1小区相电流极性符合“++-”原则,在此电流极性下, $[+1\ +1\ 0]$ 状态组合给电容 C_1 充电,所以该状态将包含在序列1对应的输出序列中; $[0\ 0\ -1]$ 状态组合给电容 C_2 充电,所以该状态将包含在序列2对应的输出序列中,其它小区的2种五段序列也加入了影响相反的2种状态组合,见表2有阴影的状态组合。

事实上,表2的1.1小区的序列1还使用了 $[+1\ 0\ 0]$ 状态组合,该状态组合对 C_1 充电,增强了序列1对 C_1 的充电,用 $\uparrow$ 表示;1.1小区的序列2也使用了 $[+1\ 0\ 0]$ 状态组合,表面上会减弱序列2对 C_2 的充电,用 $\downarrow$ 表示,但是根据“平行四边形法则”,位于1.1小区的参考矢量 U_{ref} 距离状态组合 $[+1\ 0\ 0]$ 所对应的小矢量比状态组合 $[+1\ +1\ 0]$, $[0\ 0\ -1]$ 所对应的小矢量远很多,所以 $[+1\ 0\ 0]$ 作用时间很短,在序列1、序列2中对中点电位的影响有限,总体上序列2依然对 C_2 充电,使得 $\Delta u \downarrow$,序列1依然对 C_1 充电,使得 $\Delta u \uparrow$,所以序列1、序列2符合滞环使用要求。同理,1.0,1.2,1.3小区也有类似情况,见表2有下列线的状态组合。

2.2 高效的大电流开关不动作策略

由前文分析可知,每个小区的2种断续序列均可实现某相不开关,但若仅采用图7(虚线环节除外)的形式实现断续调制和中点控制,那么断续区域将是离散分布的,效率不够高。为进一步提高效率,提出新型的大电流附近不开关策略,描述为:根据三相电流的时序关系,在任意一相电流最大值(包括正最大和负最大)附近,使该相开关管一直不动作,可最大限度降低损耗。该策略在Q.0,Q.1,Q.2,Q.3继续按图7(虚线环节除外)实现离散的断续调制和中点控制,而在Q.4,Q.5小区实现集中的大电流不动作,为加入大电流不动作后的总体流程图见图7。

在单位功率因数整流下,以第1大区为例,当调制度 $\sqrt{3}/3 < m < 1/3$ 时,参考电压矢量 U_{ref} 依次经过1.4,1.2,1.3,1.5小区,参考矢量经过的小扇区如图9电压扇区所示。对比前文图4和图5,得到 abc 静止坐标系下三相电流波形和电流扇区图,如图10所示,A~F的含义与图5相同,由图10可知,1.2小区和1.4小区 a 相电流保持正最大;1.3小区和1.5小区 c 相电流保持负最大。所以,根据表2在1.4小区一直采用序列1即可实现 a 相集中的大电流不动作,但在1.2小区却不能实现 a 相大

电流不动作,因为其序列1可实现的是**b**相不动作,序列2可实现的是**c**相不动作。同理,在1.5小区一直采用序列2即可实现**c**相集中的大电流不动作,但在1.3小区却不能实现**c**相大电流不动作,因其序列1可实现的是**a**相不动作,序列2可实现的是**b**相不动作。如图9所示,直观地看,1.4区和1.5区交叉使用对 midpoint 电位影响相反的序列1、序列2,整体上有利于 midpoint 电位平衡控制。

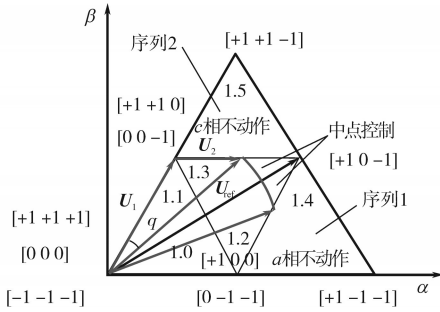


图9 参考矢量经过的小扇区

Fig.9 Small sector of reference vector passing through

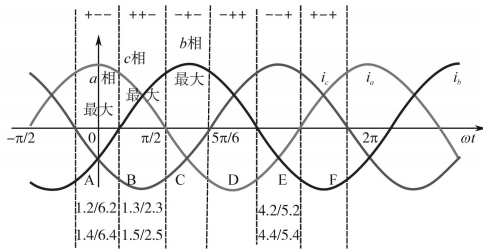


图10 三相电流波形和电流扇区

Fig.10 Waveforms and sectors of three-phase current

下面根据图8计算在1.4和1.5小区可实现大电流不开关的电角度 θ 。当给定电压矢量 U_{ref} 运行到1.5小区的边缘(相交)时可计算 θ ,其中 U_1 代表小矢量, U_2 代表 U_1 末端至 U_{ref} 与1.5区相交点之间的矢量,由正弦定理和余弦定理,有:

$$\frac{|U_{ref}|}{\sin 120^\circ} = \frac{U_2}{\sin \theta} \quad (4)$$

$$\frac{U_1^2 + U_2^2 - |U_{ref}|^2}{2U_1U_2} = \cos 120^\circ \quad (5)$$

式中: U_1 为小矢量; U_2 为末端至 U_{ref} 与1.5区相交点之间的矢量。

由调制度 m 的定义有:

$$m = \frac{|U_{ref}|}{|OA|} \quad (6)$$

式中: OA 为中矢量。

进一步有:

$$|U_{ref}| = \sqrt{3}mU_1 \quad (7)$$

例如,当调制度为0.89时,根据以上式(4)~式(7),可算出 θ 为 25.9° ,所以第1大扇区大电流不开关的角度 2θ 达到 51.8° 。如前所述,事实上还可考虑在1.2,1.3区内也实现某相的集中不开关,尽管此时该相电流并非最大,但也可降低损耗。不动作区域拓展如图11所示。在前文基础上,将1.2,1.3区根据图11按矢量旋转角度进一步对称划分,引入角度调节量 δ 。当矢量落在 δ 角度范围时,对序列1、序列2不进行限制,根据图7(虚线环节除外)对 midpoint 电位进行调整;当矢量落在1.2区的 δ 角度范围外时,使用序列2;当矢量落在1.3区的 δ 角度范围外时,使用序列1;总体上看,参考矢量逆时针旋转时交替使用了序列1、序列2,有利于控制 midpoint 浮动;根据需要,当 midpoint 电位的不平衡度加大时, δ 将增大,从而增强 midpoint 电位控制能力。

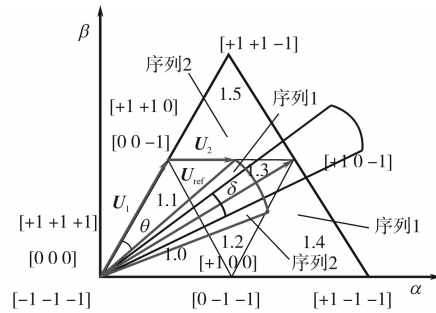


图11 不动作区域拓展

Fig.11 Expansion of the non-action area

图12为中点电压调整角度输出原理图,给出了针对角度调节量 δ 的控制模型,以电位差作为反馈信号, δ 作为PI控制器输出表示在Q.2,Q.3小区进行中点平衡调节的角度,实际中该控制环路在参考矢量每转过 60° 时作一次低频运算,为下一个大扇区的调制给出合理的 δ 角度, δ 的最大值可达到 $\pi/3 \sim 2\theta$ 。

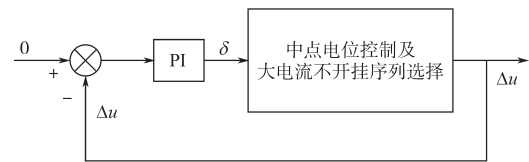


图12 中点电压调整角度输出原理图

Fig.12 The schematic diagrams of Angle output for neutral-point voltage adjustment

3 仿真与实验

基于Matlab软件对本文所提出的五段式大

电流不动作调制策略进行仿真,用Simulink搭建主拓扑,采用S-Function编程实现控制算法。相关仿真参数为:三相电网相电压220 V/50 Hz,整流输出电压600 V,直流储能电容 $C_1=C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$,开关频率20 kHz,功率5.5 kW,设定中点电位允许的浮动范围 $\Delta u^*=\pm 10\ \text{V}$ 。

图13为a相输入电流和开关管 V_1, V_2 的驱动信号。由图13可见,在a相电流正最大值和负最大值附近, V_1, V_2 的驱动信号保持不变,实现了大电流不动作,大电流不动作时间为约为1.58 ms。

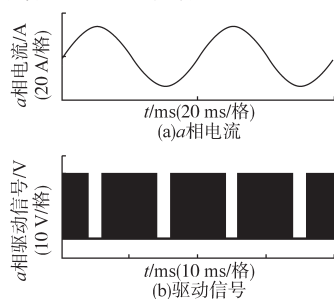
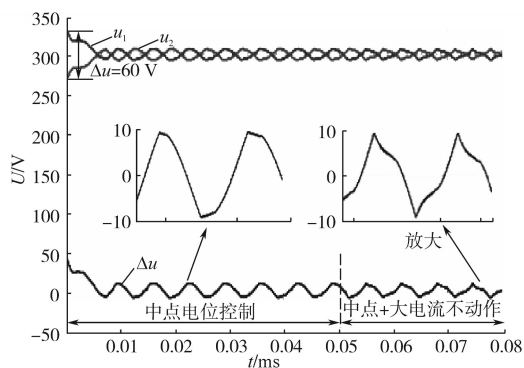


图13 a相电流和驱动信号

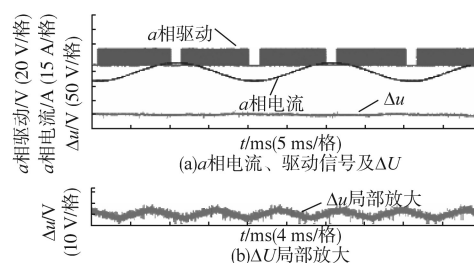
Fig.13 Current and drive signal of phase a

通常,中点电位波动不影响装置工作,但电位偏移过大则不能接受。仿真时设置上电容初始电压 u_1 为330 V,下电容初始电压为 u_2 为270 V,使上、下电容存在60 V左右的初始偏移,直流电容电压及 Δu 的波形如图14所示。由图14可以看出,稳态时 u_1, u_2 围绕300 V合理浮动,表明本文方法抑制中点偏移的有效性;0.05 s时在中点控制的基础上加入大电流不动作,通过局部放大可看出,引入大电流不动作前后 Δu 的图形虽有变化,但是依然被控制在 $\pm 10\ \text{V}$ 合理的环境内浮动,浮动频率为基波的3倍频,进一步说明本文图7滞环思路与原理的有效性。

图14 直流电容电压及 Δu 的波形Fig. 14 Waves of DC capacitors voltage and Δu

为验证所提调制方式的有效性,研制了三电平VIENNA整流器实验样机,并对样机进行测试。

系统控制算法及驱动信号基于TMS320F2812芯片生成,以K40T1202作为主开关器件,其它参数和仿真中的参数一致。图15a为a相输入电流、a相驱动信号及中点电位 Δu 的实测波形,其中 Δu 还进行了局部放大,见图15b所示。从图15中可以看出,在a相电流的最大值附近,a相开关的驱动信号一直保持在一个状态, Δu 在 $\pm 10\ \text{V}$ 范围内浮动,实现了五段式调制和大电流不动作降低开关损耗也实现了中点电位平衡控制,而且进一步测得电流的THD为2.3%,远低于5%的国际标准,和仿真吻合。

图15 整流器a相电流、驱动信号及 Δu Fig.15 Current and drive signal and Δu of rectifier of phase a

为更好反映新型调制策略的优势,本文还做了对比试验。表3为本文所提大电流不动作五段式调制与常规的七段式调制方式在不同功率下的效率对比数据,其中 P_i, P_o 分别为输入端功率和输出端功率,为提高准确性,每个功率点进行6次测量并取其平均值。可见,引入大电流不动作策略后,效率确实优于常规方式,效率提升了约1个百分点。

表3 不同调制方式的效率

Tab.3 Efficiency of different modulation methods

调制方式	P_i/kW	P_o/kW	效率/%
七段式	1.01	0.97	96.04
	2.19	2.11	96.35
	3.12	3.02	96.79
	4.10	3.97	96.83
	5.42	5.24	96.68
新五段式+大电流不动作+中点平衡	1.06	1.03	97.17
	2.10	2.05	97.62
	3.01	2.95	98.01
	4.21	4.12	97.86
	5.48	5.36	97.81

4 结论

本文首先给出了三电平VIENNA整流器的

内外环控制架构,然后分析了中点电位浮动问题,提出了2种新的对中点电位影响恰好相反的矢量序列,通过不同的矢量序列切换及在相电流最大值附近实施集中的开关不动作,实现了控制中点电位在合理范围内浮动的同时最大限度降低开关损耗。

参考文献

- [1] 党超亮,同向前,王倩,等.采用占空比前馈的VIENNA整流器平均电流PR控制[J].电力电子技术,2016,50(3):67-70.
- [2] 王正,谭国俊,曾维俊,等.基于SVPWM的VIENNA整流器研究[J].电气传动,2011,41(4):31-34.
- [3] 常伟,王久和,陈启丽.基于NSGA-II算法Vienna整流器多目标优化[J].中国电机工程学报,2016,36(1):179-185.
- [4] 王乾,张军明.Vienna整流器直流母线电容电流的计算[J].电力电子技术,2017,51(9):122-124.
- [5] 殷杰,向铁元,杨瑶.OW式永磁直驱风电系统不连续脉宽调制[J].电机与控制应用,2015,42(7):62-74.
- [6] 王涛,蔡涛,段善旭,等.VIENNA整流器简化三电平矢量调制的数字化实现[J].电源学报,2017,15(5):72-79.
- [7] Hirofumi Akagi, Takaaki Hatada. Voltage Balancing Control for A Three-level Diode-clamped Converter in a Medium-voltage Transformerless Hybrid Active Filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 24(3): 571-579.
- [8] 宋卫章,黄骏,钟彦儒,等.带中点电位平衡控制的VIENNA整流器滞环电流控制方法[J].电网技术,2013,37(7):1909-1914.
- [9] 姜海鹏,刘永强.带中点平衡控制的VIEENNA整流器简化SVPWM双闭环控制[J].电机与控制学报,2014,18(2):35-41.
- [10] 丁文龙,刘家君,段彬,等.VIENNA整流器中点电位振荡抑制与平衡控制研究[J].中国电机工程学报,2017,37(24):7284-7293.
- [11] 张先进,徐坚倩.单周期控制三相4线制VIENNA整流器研究[J].电气传动,2016,39(12):31-33.
- [12] Rajaei A, Mohamadian M, Varjani Y. Vienna-rectifier-based Direct Torque Control of PMSG for Wind Energy Application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2919-2929.
- [13] 张杰楠,谢运祥,施泽宇.VIENNA整流器PI控制器参数设计方法[J].电气传动,2018,48(3):55-61.
- [14] 汪鹏,李山,郭强,等.三相VIENNA整流器双闭环控制策略及其参数研究[J].电源学报,2017,15(4):72-79.

收稿日期:2018-08-02

修改稿日期:2018-08-20