基于无功电流补偿的Vienna整流器双极性直流母线电压平衡策略

黄招彬[1],张志坚[2],龙潭[1],胡斌[1],刘文龙[1],王高林[2]
(1.广东美的制冷设备有限公司,广东 佛山 528311;
2.哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:当Vienna整流器连接不平衡负载运行在轻载条件时,较小的负载功率差异会导致双极性直流母线电压存在不平衡问题,增加了开关器件和直流电容的电压应力。为解决上述问题,提出一种基于无功电流补偿的双极性直流母线电压平衡策略。结合三相参考电压可叠加零序分量幅值的大小分析不同功率可输出的中点电流。以相电压占空比为依据揭示了参考电压和输入电流的相角差对中点电流的影响,并由Vienna整流器的可运行区域得到奇、偶扇区的最大补偿无功电流。为增大轻载条件下的中点电流,以中点电流等高线为依据,在奇、偶扇区分别注入不同形式的无功电流补偿相角差,从而实现轻载条件下的双极性直流母线电压平衡。最后,所提出策略在Vienna整流器实验平台上进行了验证。

关键词: Vienna整流器;母线电压平衡;轻载运行;双极性直流母线电压;无功电流补偿
中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd26138

Bipolar DC-link Voltage Balancing Strategy Based on Reactive Current Compensation for Vienna Rectifier

HUANG Zhaobin[1],ZHANG Zhijian[2],LONG Tan[1],HU Bin[1],LIU Wenlong[1],WANG Gaolin[2]
(1.*GD Midea Air Conditioning Equipment Co.,Ltd.,Foshan* 528311,*Guangdong*,*China*;2.*School of Electrical Engineering and Automation*,*Harbin Institute of Technology*,*Harbin* 150001,*Heilongjiang*,*China*)

Abstract: When the Vienna rectifier is connected to unbalanced loads operating under light load conditions, the slight power difference causes unbalanced voltage of bipolar DC bus, which increases the voltage stress on the switching device and DC-link capacitance. To solve the above problems, a DC offset reduction of neutral point voltage strategy based on reactive current compensation for Vienna rectifier with bipolar DC-link was proposed. By combining the amplitude of zero-sequence component, which is superimposed onto the three-phase reference voltage, the neutral point current for various power conditions can be obtained. The effect of the phase angle difference between the reference voltage and the input current on the neutral point current was analyzed, and the maximum reactive currents of the odd and even sectors was obtained according to the operating region of the Vienna rectifier. In order to increase the neutral point current under light load condition, the reactive current was injected to change the phase angle difference according to the contour of neutral point current, thereby achieving the balance of bipolar DC bus under light load conditions. Finally, the effectiveness of the proposed strategy was verified on the Vienna rectifier experimental platform.

Key words: Vienna rectifier;balance of DC-link voltage;light load;bipolar DC-link voltage;compensation of reactive current

Vienna整流器作为三电平整流器,可以直接提供双极性直流母线和省去后级DC-DC变换器,具有高效率和功率密度的特点[1-3]。因此,Vienna整流器可以应用于电气传动、大型数据中心、电动汽车充电站和航天系统等直流供电场合[4-6]。然而,当Vienna整流器连接不平衡负载时,为实现双极性直流母线电压平衡,需要提供中点电流补偿负载不平衡度。当处于轻载条件下时,由于

基金项目:广东美的制冷设备有限公司与哈尔滨工业大学战略合作框架协议(MH20210648)
作者简介:黄招彬(1986—),男,博士,高级工程师,主要研究方向为电力电子与电机驱动控制,Email:zhaobin.huang@midea.com

输入电流的降低，所提供的中点电流较小[7-9]，此时，较小的直流负载功率差异会导致双极性直流母线电压存在不平衡问题，增加了开关器件、电容的电压应力[10-12]。因此，为能够满足Vienna整流器连接不平衡负载的供电需求，轻载条件下双极性直流母线电压平衡问题需要进一步研究。

当Vienna整流器提供双极性直流母线时，主要分为连接平衡负载和不平衡负载两种工况。当双极性直流母线连接平衡负载时，为减小双极性直流母线电压的波动，需要在1个开关周期内中点电流为零。文献[7]提出一种新的分段分量注入CBPWM方案，根据不平衡因子计算优化零序分量，可以实现双极性直流母线平衡和减小输入电流谐波。文献[13]通过选择不同的零序电压，提出了三种具有代表性的双极性直流母线电压平衡方法。文献[14]提出一种具有中点电压平衡能力的混合调制策略，减小了无电解电容Vienna整流器的双极性直流母线电压波动和输入电流谐波。然而，当Vienna整流器连接不平衡负载时，由于上述方案提供的中点电流为零[15]，双极性直流母线电压会存在直流偏差。

当双极性直流母线连接不平衡负载时，为实现电压平衡，需要Vienna整流器提供中点电流。文献[16]通过引入额外的三电平DC-DC变换器，可以在任何负载不平衡度下实现双极性直流母线电压平衡。但该方案需要引入额外硬件，降低双极性直流母线供电系统功率密度。文献[17]通过利用解析的先进线性化模块，补偿了不平衡光伏电池负载所需的中点电流。针对Vienna整流器，文献[18]提出一种将动态调节因子与电压偏差控制相结合的分离直流链路混合方法，通过注入不同零序电压提供中点电流。文献[19]提出一种修改的DPWM方案，通过切换冗余钳位模式可以提供最大和最小中点电流。文献[20]推导了在单位功率因数下，最大不平衡负载和调制度的关系。然而，上述方案的中点电流依赖于输入电流[8]。当Vienna整流器处于轻载条件下时，双极性直流母线电压平衡能力较弱。

本文提出一种基于无功电流补偿的Vienna整流器双极性直流母线电压平衡策略。首先，结合三相参考电压可叠加零序分量幅值的大小分析传统策略的最大功率不平衡度运行边界。为提高轻载条件下的功率不平衡度，分析不同扇区参考电压和输入电流的相角差对中点电流的影响，并结合不同扇区的Vienna整流器可运行区域对相角差大小进行限制。进而在奇、偶扇区注入不同形式的无功电流调节电压和电流相角差，从而增大轻载条件下的中点电流和实现双极性直流母线电压平衡。最后，所提策略的有效性在Vienna整流器实验平台上进行了验证。

1　双极性直流母线的负载不平衡度分析

图1为Vienna整流器的典型拓扑，其中u_{DC}是直流端电压，负载1和负载2为双极性直流母线连接的不平衡负载。

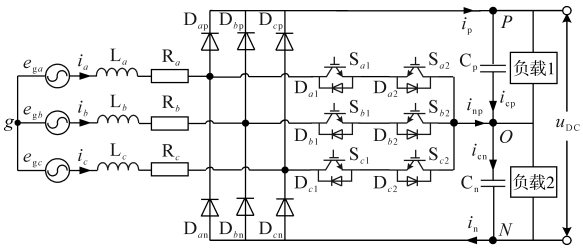

图1　Vienna整流器拓扑电路图

Fig.1　Topology circuit diagram of Vienna rectifier

当双极性直流母线处于稳态阶段时，上下直流侧电容充放电荷量为零。由KCL可知，中点电流满足：

$$i_{np} = i_n - i_p \tag{1}$$

式中：i_p为上直流母线电流；i_n为下直流母线电流。此时，负载1和负载2的功率为

$$\begin{cases} P_1 = u_{PO} i_p \\ P_2 = u_{ON} i_n \end{cases} \tag{2}$$

式中：u_{PO}，u_{ON}分别为PO和ON端电压。

当Vienna整流器连接不平衡负载时，为实现双极性直流母线电压平衡，需要提供中点电流补偿负载不平衡度。结合式(1)和式(2)可知，当双极性直流母线电压平衡时，所需的中点电流为

$$i_{np_req} = \frac{2(P_2 - P_1)}{u_{DC}} \tag{3}$$

由式(3)可知，当上、下双极性直流母线的负载功率差越大时，维持平衡所需的中点电流就越大。

由文献[21]可得，Vienna整流器的中点电流可以表示为

$$i_{np} = -(u_{ra}|i_a| + u_{rb}|i_b| + u_{rc}|i_c|) - u_{com}(|i_a| + |i_b| + |i_c|) \tag{4}$$

其中

$$\begin{cases} u_{ra} = m\cos\theta \\ u_{rb} = m\cos(\theta - 2/3\pi) \\ u_{rc} = m\cos(\theta + 2/3\pi) \end{cases} \tag{5}$$

式中：u_{com}为三相正弦电压叠加的零序分量；i_x（x=a，b，c）为三相输入电流；u_{rx}为u_{DC}/2标幺化的三相正弦电压；m为调制度；θ为参考电压矢量角。

由式（4）可知，中点电流主要由三相输入电流和零序分量决定，其中三相输入电流大小主要取决于直流负载有功功率。

零序分量的大小主要和电压矢量的选择有关。Vienna整流器的电压矢量分布如图2所示。可以看到，不同扇区可用的电压矢量不同，从而导致零序分量发生变化。本文以扇区Ⅰ的子区域5为例对两者之间的关系进行说明。当参考电压矢量位于扇区Ⅰ的子区域5时，可用的电压矢量为***POO***/***ONN***，***PON***和***PNN***，此时三相正弦电压满足[20]：

$$u_{ra} > u_{rc} + 1 > u_{rb} + 1 \tag{6}$$

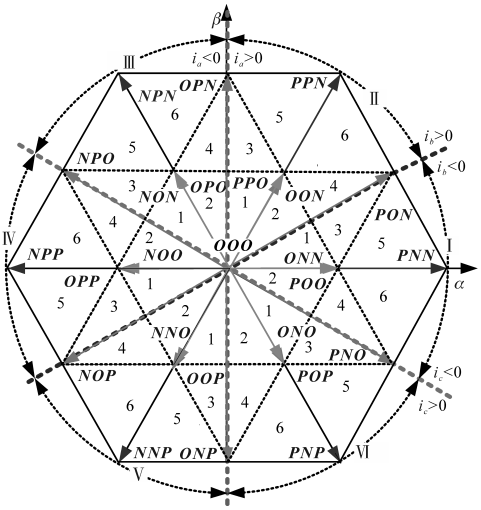

图2　Vienna整流器的电压矢量分布图

Fig.2　Voltage vector diagram of Vienna rectifier

由图2可知，子区域5的三相电流满足i_a>0，i_b<0和i_c<0。为了能够满足Vienna整流器的基本运行准则和防止出现过调制现象，三相参考电压u_x（x=a，b，c）满足：

$$\begin{cases} 0 < u_a = u_{ra} + u_{com} < 1 \\ -1 < u_b = u_{rb} + u_{com} < 0 \\ -1 < u_c = u_{rc} + u_{com} < 0 \end{cases} \tag{7}$$

由式（7）可得叠加零序分量的最大和最小值为

$$\max\left\{-u_{ra}, -1-u_{rb}, -1-u_{rc}\right\} \leqslant u_{com} \leqslant \min\left\{1-u_{ra}, -u_{rb}, -u_{rc}\right\} \tag{8}$$

结合式（6）和式（8）可以得到零序分量的范围如下式：

$$-1 - u_{rc} \leqslant u_{com} \leqslant 1 - u_{ra} \tag{9}$$

当三相正弦电压叠加最大零序分量时，a相电压钳位到1，等效于参考电压矢量由***POO***，***PON***和***PNN***合成，此时正小矢量占空比为最大值，中点电流为最小值，对应的共模电压幅值为u_{DC}/6。当三相电压叠加最大零序分量时，c相电压被钳位到−1，等效于参考电压矢量由***ONN***，***PON***和***PNN***合成，此时负小矢量占空比为最大值，中点电流为最大值，对应共模电压的幅值为u_{DC}/3。因此，对于Vienna整流器，当三相正弦电压叠加最大/最小零序电压时，此时正/负小矢量占空比为最大，对应最小/最大中点电流。值得说明的是，在本文中Vienna整流器为三相无中线系统，零序分量的变化对电网电流无影响。

结合式（4）和式（8）可以得到不同功率和角度下的最大和最小电流，如图3所示。可以看到，中点电流的大小和负载有功功率成正比。因此，在轻载条件下，Vienna整流器可提供的中点电流较小。当中点电流的直流分量无法满足式（3）中的i_{np_req}时，双极性直流母线电压存在不平衡问题。

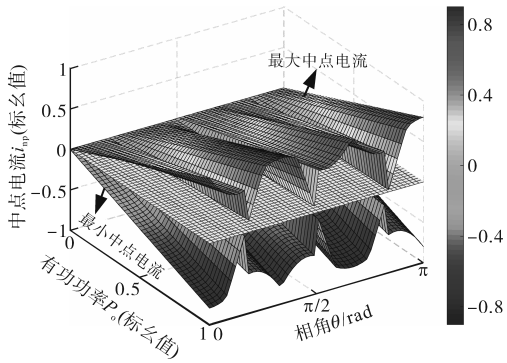

图3　调制度和电压角度对中点电流的影响

Fig.3　Influence of modulation and angle on neutral point current

结合式（3）和式（4），可允许的双极性直流母线最大功率差为

$$\Delta P_{max} = \left|\frac{3P_o}{3m\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \sum_{x=a,b,c} \left[(u_{rx} + u_{com})|\cos\theta_x|\right] \mathrm{d}\theta\right| \tag{10}$$

式中：P_o为Vienna整流器输出功率；θ_x为x相电压角度，满足θ_a=θ，θ_b=θ−2/3π，θ_c=θ+2/3π。

当直流母线的功率差大于ΔP_{max}时，双极性直流母线电压无法实现平衡。当直流母线的功率差小于ΔP_{max}时，可以用中点电流补偿功率差，从而实现双极性直流母线电压平衡。结合式（10），传统策略可允许的双极性直流母线最大功率差

如图4所示。可以看到，最大可允许的功率差与P_o成正比。因此，当Vienna整流器运行于轻载条件下时，可允许的最大功率差较小，双极性直流母线容易出现不平衡现象。在重载条件下，由于电网电流的增大，Vienna整流器可以通过调整零序分量实现双极性母线电压平衡，无需额外引入无功电流补偿。

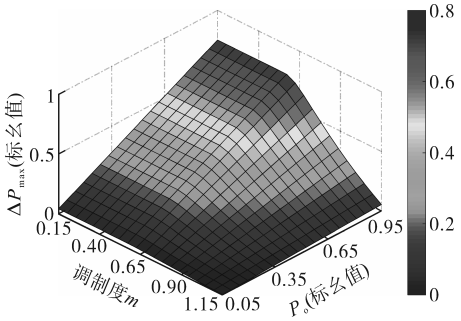

图4　传统策略可允许的双极性直流母线最大功率差

Fig.4　Maximum power difference of bipolar DC bus using the conventional strategy

2　无功电流补偿的母线电压平衡控制策略

2.1　所提策略方案

为实现轻载条件下Vienna整流器双极性直流母线电压平衡，本文提出一种基于无功电流补偿的双极性直流母线电压平衡策略，其控制框图如图5所示，主要包括d轴电流指令值计算、q轴电流指令值计算、电流调节器三个环节。

首先，根据直流母线电压得到d轴电流指令值i_{d_ref}。然后，由上、下直流母线电容电压差经过PI控制后得到q轴电流幅值i_{mag}，并由此得到q轴电流的指令值。在已知d轴和q轴电流指令值的前提下，通过电流调节模块和SVPWM，实现轻载条件下的双极性直流母线电压平衡。

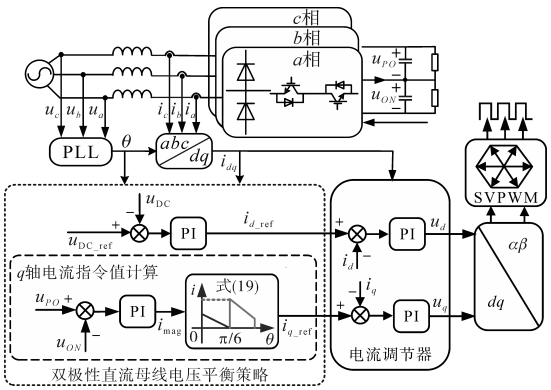

图5　基于无功电流补偿的双极性直流母线电压平衡策略

Fig.5　Bipolar DC-link voltage balancing strategy based on reactive current compensation

2.2　电压平衡控制策略原理分析

为能够增大轻载条件下的负载功率不平衡度，本文对无功电流对参考电压和输入电流的相角差特性进行调节。考虑到最大和最小电流互相对称，本文以增大中点电流为例对所提策略原理进行说明，此时叠加零序分量为最小值。

为了改变电压和电流的相角差，可以选择注入无功电流。当注入无功电流后，三相输入电流修改为

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}\cos(\theta + \varphi) \\ i_b = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}\cos(\theta - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_c = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}\cos(\theta + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \tag{11}$$

其中

$$\varphi = \arctan(i_q/i_d) \tag{12}$$

式中：i_d，i_q分别为有功和无功电流；φ为输入电流和参考电压的相角差。

结合式(4)和式(11)，不同θ和φ下的最大中点电流等高线如图6所示。可以看到，改变相角差φ可以进一步增大或减小中点电流，从而满足实现双极性直流母线电压平衡所需的中点电流。当$\theta<\pi/6$和$\varphi+\theta<\pi/6$时，中点电流和φ成正比。当相角差进一步增大，满足$\varphi+\theta>\pi/6$时，中点电流突然降低，称为电流骤降区。因此，当电压矢量位于扇区Ⅰ时，注入无功电流的大小存在限制。当$\theta\in[\pi/6,\pi/3]$时，中点电流和φ成正比。为增加中点电流，应选择注入正的无功电流。当$\theta\in[\pi/3,\pi/2]$时，中点电流基本和φ成反比，应选择注入负的无功电流。当$\theta\in[\pi/2,2\pi/3]$和$\varphi+\theta<\pi/2$时，此时电压矢量位于扇区Ⅲ，中点电流与φ成反比。为增大中点电流，应注入负的无功电流。当$\varphi+\theta>\pi/2$时，同样存在中点电流骤降区。因此，当改变参考电压和输入电流相角差时，偶扇区可平滑增大

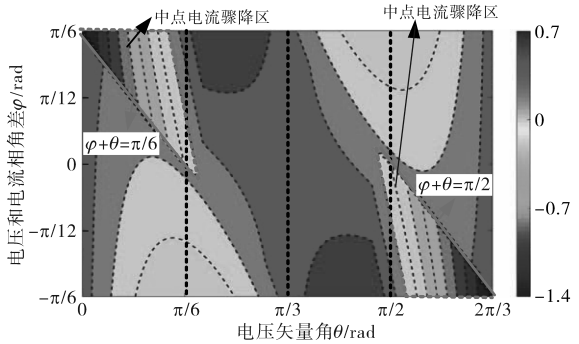

图6　不同θ和φ下的中点电流等高线

Fig.6　Contour lines of neutral point current at different θ and φ

中点电流，而奇扇区存在中点电流骤降区，需要进一步分析。

进一步对中点电流骤降区产生的原因进行分析。当电压矢量位于扇区Ⅰ和注入无功电流较小时，此时$\varphi+\theta<\pi/6$，电流矢量位于扇区Ⅰ。为了能够输出最大中点电流和满足Vienna整流器的运行准则，选用的电压矢量为***ONN***，***PON***和***OON***，如图7所示。中点电流可以表示为

$$i_{\mathrm{np}}=(d_1+d_3)i_a+(d_2+d_3)i_b \tag{13}$$

式中：d_1，d_2，d_3分别为电压矢量***ONN***/***POO***，***PON***和***ONN***的占空比。

当增大无功电流时，电压矢量和电流矢量的相角差进一步增大。当满足$\varphi+\theta>\pi/6$时，电流矢量进入扇区Ⅱ，b相电流大于0。为了满足Vienna整流器的运行准则，冗余小矢量***ONN***禁用。参考电压矢量由***POO***，***PON***和***OON***合成，中点电流可以表示为

$$i_{\mathrm{np}}=(-d_1+d_3)i_a+(d_2+d_3)i_b \tag{14}$$

对比式(13)和式(14)可知，当相角差φ大于$\pi/6-\theta$时，由于冗余小矢量的禁用，中点电流突然降低，奇扇区出现中点电流骤降区。

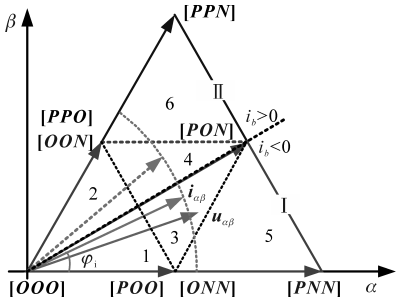

图7　可选用的电压矢量分析

Fig.7　Analysis of available voltage vectors

2.3　无功电流幅值影响分析

由于Vienna整流器运行准则的限制，注入无功电流的幅值同样存在限制。不同阶段Vienna整流器可运行的区域如图8所示。

当参考电压矢量$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}$位于扇区Ⅰ时，为了增大中点电流，注入正的有功电流。此时，电流矢量$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}$超前电压矢量，定义为阶段1。当电流矢量位于扇区Ⅰ时，Vienna整流器可运行的区域为①和②，此时位于扇区Ⅰ的参考电压矢量可以在整个线性区间正确合成。当进一步增大无功电流，电流矢量进入扇区Ⅱ，Vienna整流器可运行的区域为②和③，此时部分区间的电压矢量无法正确合成。因此，为了能够在整个线性区间增大中点电流，电流和电压的相角差φ应小于$\pi/6-\theta$，同样可

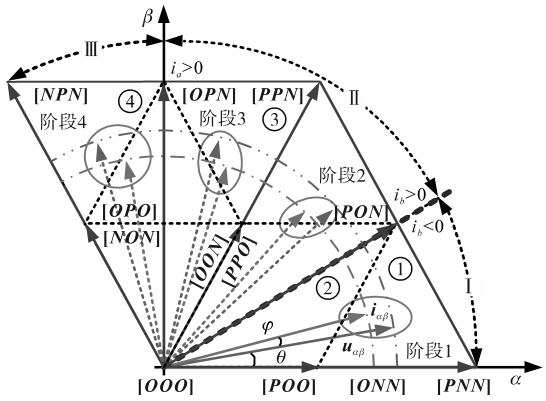

图8　不同阶段Vienna整流器可运行的区域

Fig.8　Operating regions for the Vienna rectifier under different stages

以防止中点电流突然降低。在$[0,\pi/6)$区间，所提策略注入正的无功电流，其最大电流满足：

$$i_{\max 1}=i_d\tan\left(\frac{\pi}{6}-\theta\right) \tag{15}$$

当$\theta\in[\pi/6,\pi/3)$时，电压矢量位于扇区Ⅱ，为了增大中点电流，电流矢量超前电压矢量，定义为阶段2。为了保证电压矢量的正确合成，可以让电流矢量同样位于扇区Ⅱ，此时可运行的区域为②和③。电流矢量和电压矢量的相角差φ应小于$\pi/2-\theta$。因此，在$[\pi/6,\pi/3)$区间，所提策略注入正的无功电流，其最大电流满足：

$$i_{\max 2}=i_d\tan\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right) \tag{16}$$

当$\theta\in[\pi/3,\pi/2)$时，电压矢量位于扇区Ⅱ，电流矢量滞后电压矢量，定义为阶段3。为了能够正确合成电压矢量，电流矢量和电压矢量的相角差φ大于$\pi/6-\theta$。因此，在$[\pi/3,\pi/2)$区间，所提策略注入负的无功电流，最小q轴电流满足：

$$i_{\max 3}=i_d\tan\left(\frac{\pi}{6}-\theta\right) \tag{17}$$

当$\theta\in[\pi/2,2\pi/3]$时，电压矢量位于扇区Ⅲ，电流矢量滞后电压矢量，定义为阶段4。此时，电流矢量和电压矢量的相角差φ应大于$\pi/2-\theta$。因此，在$[\pi/2,2\pi/3]$区间，所提策略注入负的无功电流，最小q轴电流满足：

$$i_{\max 4}=i_d\tan\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right) \tag{18}$$

结合式(15)~式(18)可知，所提策略补偿的无功电流可表示为

$$i_{q_\mathrm{ref}}=\begin{cases} i_{\mathrm{mag}}\tan(\pi/6-\theta) & \theta\in[0,\pi/6) \\ i_{\mathrm{mag}}\tan(\pi/2-\theta) & \theta\in[\pi/6,\pi/3) \\ i_{\mathrm{mag}}\tan(\pi/6-\theta) & \theta\in[\pi/3,\pi/2) \\ i_{\mathrm{mag}}\tan(\pi/2-\theta) & \theta\in[\pi/2,2\pi/3] \end{cases} \tag{19}$$

其中，i_{mag}为无功电流补偿的幅值，由双极性母线的电压差经过PI控制得到，见图5。因此，在满足Vienna整流器运行准则的前提下，通过无功电流调节电压和电流矢量相角差特性，可以增大中点电流，从而实现轻载条件下的双极性直流母线电压平衡。当Vienna整流器运行于电网电压不平衡工况时，为抑制直流电压的二倍频波动，电压和电流存在相角差[22]，本文所注入的无功电流和抑制减少直流电压的二倍频波动的无功电流互相耦合。因此，需要进一步分析所提策略的有效性。

结合式(11)和式(19)，补偿的无功电流及影响如图9所示。由图9a可知，在1个基波周期内，q轴电流的平均值为零。因此，无功电流的注入不会降低Vienna整流器的功率因数，但可以明显看到，无功电流存在波动分量。由图9b可知，电网电流存在额外5次、7次、11次和13次等奇数次谐波。因此，无功电流注入会导致电网电流的奇次谐波增大。

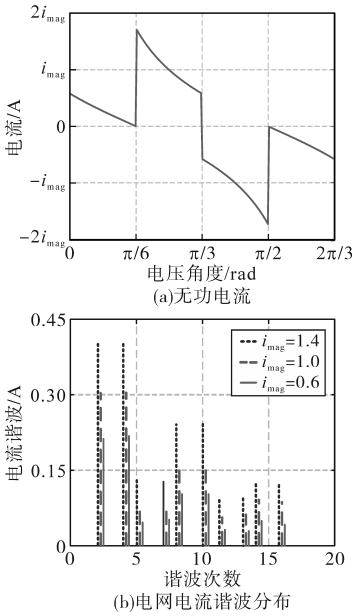

图9　补偿的无功电流波形及影响分析结果

Fig.9　Compensated reactive current and influence

3　实验结果与分析

为了验证所提策略的有效性，搭建了Vienna整流器实验平台，如图10所示。其中，三相电网电压是由Chrome61512产生。控制算法是由TMS320F28379D执行，其运行频率为50 kHz。为了能够模拟不同的负载不平衡度，双极性直流母线分别连接可变的电阻作为负载，其变化范围为0~255 Ω。Vienna整流器的参数为：电网额定相

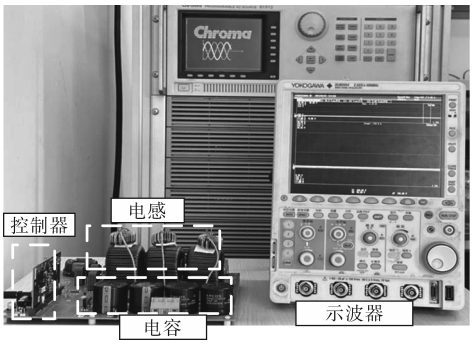

图10　Vienna整流器实验平台

Fig.10　Experimental platform of Vienna rectifier

电压120 V，输入电感0.3 mH，上、下直流侧电容440 μF，直流电压350 V，开关频率50 kHz，电网频率50 Hz。

图11为m=1.15时传统策略和所提策略的实验对比结果。由图11a和图11b可知，当Vienna整流器处于轻载条件下时，输出电流为断续工作状态。通过调整可变电阻设置负载功率不平衡度为0.25。当采用传统策略时，双极性直流母线电压u_{PO}，u_{ON}无法实现相等，其电压差为50 V。当切换到所提策略时，q轴电流出现扰动，双极性直流母线电压基本相等。因此，所提策略可以在轻载条件下实现双极性直流母线电压平衡。

图12为所提策略的动态实验结果。设置负载不平衡度为0.35，当电网电压由额定电压阶跃到1.1倍额定电压时，所提策略的实验结果如图12a所示。当电网电压增大时，由于调制度的升高，所提策略输入电流谐波和直流侧电压波动增

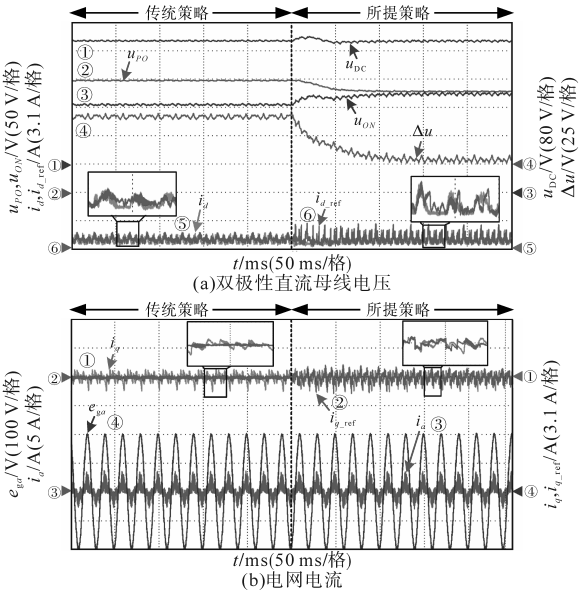

图11　m=1.15时传统策略和所提策略的实验对比结果

Fig.11　Experimental comparison results between the conventional and the proposed strategies when m=1.15

大。直流侧电压波动由8 V增加到15 V，为直流侧电压的4.2%。在电网电压变化过程中，所提策略基本可以实现双极性直流母线电压相等。图12b为功率不平衡度由0.35增加到0.42时，所提策略的动态实验结果。可以看到，在功率不平衡度的变化过程中，所提策略可以实现双极性直流母线电压平衡，其直流侧电压最大波动值为13 V，为直流侧电压的3.7%。

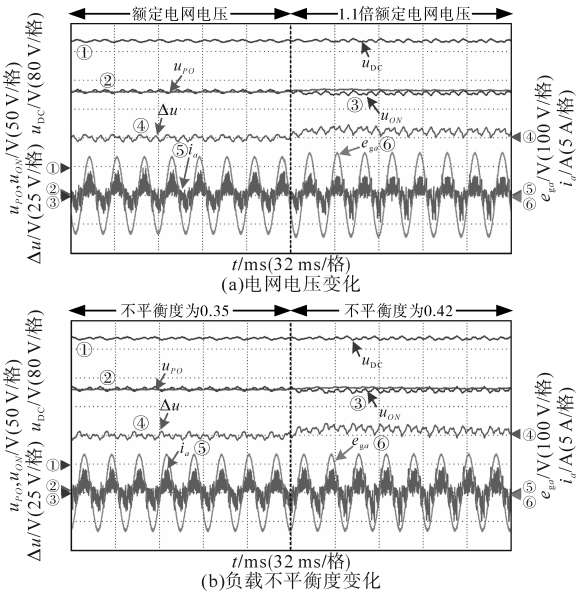

图12　所提策略的动态实验结果

Fig.12　Dynamic experimental results of the proposed strategy

4　结论

当Vienna整流器运行于轻载条件时，本文提出了一种基于无功电流补偿的双极性直流母线电压平衡策略。结合叠加的零序分量幅值得到轻载条件Vienna整流器可提供的中点电流较小的结论。通过注入无功电流可以在不同扇区调节电压和电流的相角差，从而实现轻载条件下的中点电流增大。进一步结合Vienna整流器的可运行区域和双极性母线的电压差可得到不同区域最大补偿的无功电流。最后，实验结果表明，所提策略可以在轻载条件实现双极性直流母线电压平衡。

参考文献

[1] ZHANG Z J, LI B X, ZHANG G Q, et al. Optimized carrier-based DPWM strategy adopting self-adjusted redundant clamping modes for Vienna rectifiers with unbalanced DC links[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1622-1634.

[2] 邹佳佳，邵如平，许文钱. 基于优化预测控制的VIENNA整流器研究[J]. 电气传动，2021，51(7)：26-32.
ZOU Jiajia, SHAO Ruping, XU Wenqian. Research on VIENNA rectifier based on optimized predictive control[J]. Electric Drive, 2021, 51(7): 26-32.

[3] 韩会山，靳晨聪，毕艳军. 定频化VIENNA整流器模型预测电流控制[J]. 电气传动，2021，51(5)：76-80.
HAN Huishan, JIN Chencong, BI Yanjun. Fixed-frequency model predictive control for a VIENNA rectifier[J]. Electric Drive, 2021, 51(5): 76-80.

[4] RIVERA S, LIZANA F R, KOURO S, et al. Bipolar DC power conversion: state-of-the-art and emerging technologies[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1192-1204.

[5] 王金平，季圣植，姜卫东，等. 一种实现VIENNA整流器开关损耗降低和中点电压平衡的新型不连续PWM策略[J]. 中国电机工程学报，2022，42(11)：4125-4138.
WANG Jinping, JI Shengzhi, JIANG Weidong, et al. A novel discontinuous PWM strategy to achieve switching loss reduction and neutral point voltage balance for VIENNA rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4125-4138.

[6] 赵志宏，吴佳衡，冯义龙，等. Vienna整流器输入电流畸变与中点电位振荡综合优化调制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2022，42(15)：5685-5697.
ZHAO Zhihong, WU Jiaheng, FENG Yilong, et al. Comprehensive study on modulation strategy for Vienna rectifier input current distortion and midpoint potential oscillation[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(15): 5685-5697.

[7] DING W L, QIU H, DUAN B, et al. A novel segmented component injection scheme to minimize the oscillation of DC-link voltage under balanced and unbalanced conditions for Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9536-9551.

[8] 姜卫东，张庆岩，刘圣宇，等. 适用于双负载模式的Vienna整流器调制方法[J]. 电力系统自动化，2023，47(17)：160-168.
JIANG Weidong, ZHANG Qingyan, LIU Shengyu, et al. Modulation method for Vienna rectifier in dual load mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(17): 160-168.

[9] 谢积锦，刘斌，何永玲，等. 一种新型的三电平VIENNA整流器调制策略[J]. 电气传动，2020，50(4)：45-52.
XIE Jijin, LIU Bin, HE Yongling, et al. A new modulation strategy for three-level VIENNA rectifier[J]. Electric Drive, 2020, 50(4): 45-52.

[10] SONG L, DUAN S X, LI R K, et al. A hybrid discontinuous PWM strategy for current ripple and neutral-point fluctuation reduction of parallel Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2531-2542.

[11] HE Z, DING H F, CHEN Z B, et al. A hybrid dpwm for Vienna rectifiers based on the three-level to two-level conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9429-9439.

[12] 陈亚爱，李子漩，周京华，等. VIENNA整流器控制策略综述[J]. 电气传动，2021，51(9)：3-10.
CHEN Yaai, LI Zixuan, ZHOU Jinghua, et al. Summary of con-

（下转第46页）

DC power electronic transformer based on series connection of full-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,34(3):2119-2133.

[2] 周洁敏,赵修科,陶思钰.开关电源磁性元件理论及设计[M].北京:北京航空航天大学出版社,2014.
ZHOU Jiemin,ZHAO Xiuke,TAO Siyu. Kaiguan dianyuan cixing yuanjian lilun ji sheji[M]. Beijing: Beihang University Press,2014.

[3] 徐巧玲.开关电源之高频变压器设计[J].科学技术创新,2018(32):162-163.
XU Qiaoling. Kaiguan dianyuan zhi gaopin bianyaqi sheji[J]. Science and Technology Innovation,2018(32):162-163.

[4] FEI C,LEE F C,LI Q. High-efficiency high-power-density LLC converter with an integrated planar matrix transformer for high-output current applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(11):9072-9082.

[5] 方赦.高频开关电源的技术现状与发展趋势[J].通信电源技术,2019,36(5):239-240.
FANG She. Technical status and development trend of high frequency switching power supply[J]. Telecom Power Technology,2019,36(5):239-240.

[6] 陈涛.高效高功率密度电源技术的分析[J].电子技术与软件工程,2021(17):214-215.
CHEN Tao. Gaoxiao gaogonglü midu dianyuan jishu de fenxi[J]. Electronic Technology and Software Engineering,2021(17):214-215.

[7] LI G,WU X. High power density 48-12 V DCX with 3-D PCB winding transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2020,35(2):1189-1193.

[8] PARK C W,HAN S K. Analysis and design of an integrated magnetics planar transformer for high power density LLC resonant converter[J]. IEEE Access,2021(9):157499-157511.

[9] 鲍志云,付明,王明彦,等.高效高功率密度非隔离升压变换器[J].电源学报,2012(3):56-60.
BAO Z Y,FU M,WANG M Y,et al. Non-isolated step-up converter with high efficiency and high power density[J]. Journal of Power Supply,2012(3):56-60.

[10] LIM C Y,JEONG Y,MOON G W. Phase-shifted full-bridge DC-DC converter with high efficiency and high power density using center-tapped clamp circuit for battery charging in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(11):10945-10959.

[11] LU R,YU J X,FENG D Y,et al. Modeling and design of a medium frequency transformer with high isolation and high power-density[C]//2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC),2021.

[12] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].第4版.北京:机械工业出版社,2000.
WANG Zhaoan,HUANG Jun. Dianli dianzi jishu[M]. 4th Edition. Beijing:Machinery Industry Press,2000.

收稿日期:2023-01-30
修改稿日期:2023-02-10

(上接第39页)

trol strategies for VIENNA rectifier[J]. Electric Drive,2021,51(9):3-10.

[13] LI X,HAN J,SUN Y,et al. A generalized design framework for neutral point voltage balance of three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(10):10221-10232.

[14] ZHANG Z J,ZHANG G Q,WANG G L. A hybrid modulation strategy with neutral point voltage balance capability for electrolytic capacitorless Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(12):14294-14305.

[15] 王金平,吉耀聪,张庆岩,等.基于调制波分解的中点钳位型三电平逆变器的混合调制策略[J].电机与控制学报,2023,27(11):66-78.
WANG Jinping,JI Yaocong,ZHANG Qingyan,et al. Hybrid modulation strategy for neutral point clamped three-level inverter based on modulation wave decomposition[J]. Electrical Machines and Control,2023,27(11):66-78.

[16] RIVERA S,WU B,KOURO S,et al. Electric vehicle charging station using a neutral point clamped converter with bipolar DC bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(4):1999-2009.

[17] BENIWAL N,TAFTI H D,FARIVAR G G,et al. A control strategy for dual-input neutral-point-clamped inverter-based grid-connected photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(9):9743-9757.

[18] SONG W Z,XING F X,YAN H,et al. A hybrid control method to suppress the three-time fundamental frequency neutral-point voltage fluctuation in a Vienna rectifier[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2016,4(2):468-480.

[19] ZHANG L,ZHAO R,JU P,et al. A modified DPWM with neutral point voltage balance capability for three-phase Vienna rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(1):263-273.

[20] HANG L J,LI B,ZHANG M,et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(1):20-28.

[21] LAI R,WANG F,BURGOS R,et al. Average modeling and control design for Vienna-type rectifiers considering the DC-link voltage balance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(11):2509-2522.

[22] ZHANG Z J,ZHANG G Q,LIU W L,et al. Negative sequence current regulation based power control strategy for Vienna rectifier under unbalanced grid voltage dips[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2023,71(2):1170-1180.

收稿日期:2024-08-30
修改稿日期:2024-09-27