DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.32 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

三相四线制 Vienna 整流器的控制方法

王金平(中国电源学会会员)，杨 柳，刘圣宇(中国电源学会学生会员)，钟 敏，
刘欣然(中国电源学会学生会员)，徐星侯
(合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009)

摘要：为解决三相四线制 Vienna 整流器的电流过零畸变问题与中点电压偏移问题，提出了 2 种控制方法：抑制电流过零畸变控制方法和中点电压主动控制方法。首先，针对三相四线制 Vienna 整流器，分析了其拓扑结构和运行原理，结合换流路径说明了电流过零畸变产生的原因，提出了抑制电流过零畸变的控制方法。然后，分析了直流侧电容电压变化情况，给出了注入零序电流的中点电压主动控制方法；最后，通过实验验证所提控制方法的有效性。实验结果表明，通过所提控制方法，Vienna 整流器既消除了电流过零畸变，又达到了中点电位平衡，证明了控制方法的有效性。

关键词：三相四线制 Vienna 整流器；电流过零畸变；中点电位平衡

Control Methods of Three-phase Four-wire Vienna Rectifier

WANG Jinping, *Member*, *CPSS*, YANG Liu, LIU Shengyu, *Student Member*, *CPSS*, ZHONG Min,
LIU Xinran, *Student Member*, *CPSS*, XU Xingyu
(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: To solve the problems of current zero-crossing distortion and midpoint voltage offset in three-phase four-wire Vienna rectifiers, two control methods namely the current zero-crossing distortion suppression and active control of midpoint voltage are proposed. First, for the three-phase four-wire Vienna rectifier, the topology structure and operating principle are analyzed, the causes of current zero-crossing distortion are explained in combination with the commutation path, and a control method to suppress current zero crossing distortion is proposed. Then, the variation of DC-side capacitor voltage is analyzed, and a midpoint voltage active control method based on zero-sequence current injection is given. Finally, experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed control method. The experimental results show that with the proposed control method, the Vienna rectifier can eliminate current zero-crossing distortion and achieve midpoint potential balance.

Keywords: Three-phase four-wire Vienna rectifier; current zero-crossing distortion; midpoint potential balance

近年来，随着电力电子装置的广泛应用，以 Vienna 整流器为代表的三电平整流器逐渐成为国内外学者的研究热点[1-3]。Vienna 整流器因所需开关器件少、无需设置死区时间、无桥臂直通问题等优点备受关注，被广泛应用于通信系统、航天电源、船舶车载电源等工业领域[4-6]。

目前针对 Vienna 整流器的研究，主要集中于三相三线 Vienna 整流器，对于三相四线制 Vienna 整流器的研究较少。事实上，相较于三相三线制系统，三相四线制系统在诸多实际应用场合更具优势[7-9]。三相四线制 Vienna 整流器在引入中线后，三相直接解耦，每相可以独立控制，系统在三相输入不平衡，甚至缺相的情况下也不会影响电路功率因数校正功能的实现[10]。

电流畸变和中点电压平衡是 Vienna 整流器研究中的 2 个关键问题[11-12]，直接影响了 Vienna 整流器的电能质量、系统效率、可靠性和稳定性。特别是在三相四线制 Vienna 整流器中，这 2 个问题

收稿日期：2024-11-19；**修回日期**：2025-01-15，2025-02-10；
录用日期：2025-02-25；**网络首发日期**：2025-03-27

的解决对实现高性能、高可靠性的整流器具有重要意义[13]。因此，本文主要解决三相四线制 Vienna 整流器中的电流畸变和中点电压平衡问题。

文献[14]提出了一种载波调制优化算法，在改进的钳位区域与非钳位的连续区域分别添加补偿分量，较好地抑制了输出电流的畸变；文献[15]在两相静止坐标系下，基于无差拍控制原理提出了一种两步预测直接功率控制算法，减少了输入侧电流谐波含量及功率脉动，提高了三相 Vienna 整流器的动态响应速度和抗干扰性能；文献[16]使用过零钳位方法来消除过零点周围扇区中的电流畸变，在不增大开关频率的情况下，减小了电流畸变与电流纹波幅度。但文献[14-16]所提方法针对的是三相三线制系统，并不适合三相四线制 Vienna 整流器。

文献[17]基于空间矢量脉冲宽度调制 SVPWM (space-vector pulse-width modulation)策略，通过控制冗余小矢量的作用时间使中点电位达到了动态平衡；文献[18]采用了一种改进的微小可控变量注入法来实现中点电位平衡，弥补谐波补偿的不足；文献[19]提出了一种混合调制策略，在全调制度、全功率因数下实现了中点电压平衡，并降低了开关损耗。但文献[17-19]的分析是以三相三线制系统为基础，未对三相四线制 Vienna 整流器的中点电位主动控制方法进行探讨。

针对上述问题，本文首先分析了三相四线制 Vienna 整流器的运行原理；然后从电路拓扑角度分析了电流畸变产生的原因，阐明桥臂侧单位功率因数状态下电流可抑制畸变，并据此提出了一种可使三相四线制 Vienna 整流器工作于桥臂单位功率因数的控制方法，以此抑制电流过零畸变；接着给出了一种基于零序电流注入的中点电压主动控制方法，实现中点电位平衡；最后通过实验验证了所提抑制电流过零畸变控制方法与中点电压主动控制方法的有效性。

1　运行原理

三相四线制 Vienna 整流器拓扑如图 1 所示。图中：e_x(x=a, b, c)为 x 相对称电网电压；L_s 和 R_s 分别为三相输入电感及其寄生电阻；i_x 为三相对称电流；u_x 为桥臂侧三相电压；D_{x1} 和 D_{x2} 为续流二极管；u_{C_1} 和 u_{C_2} 分别为直流侧上、下电容 C_1、C_2 的电压；R_L 为负载。由于三相四线制 Vienna 整流器的直流侧电容中点 O 连接到电网中性点 N，因此整流器可以解耦成三路三电平功率因数校正电路输出并联的形式。

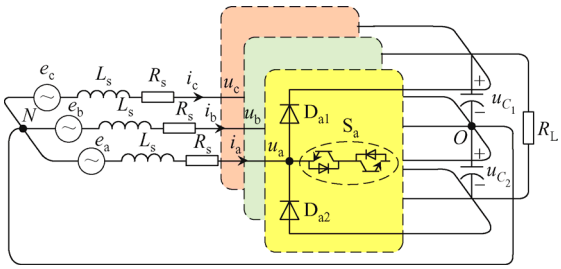
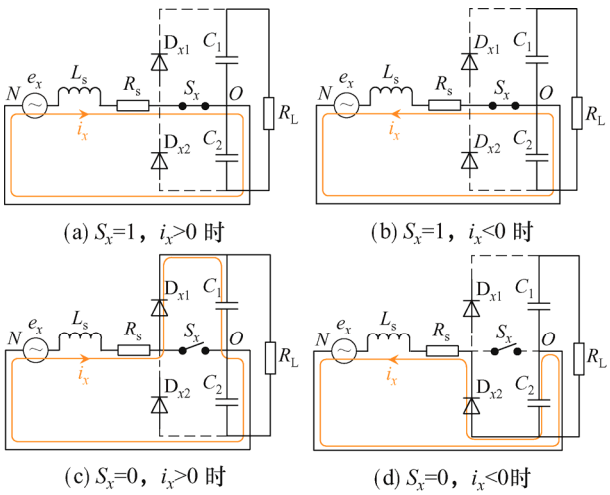


图 1　三相四线制 Vienna 整流器拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase four-wire Vienna rectifier

定义开关函数 S_x 表示 x 相内管的状态，内管开通时 S_x=1，反之 S_x=0。在 S_x=1 时，该相与 O 点相连，定义该状态为 0 电平，电流路径如图 2(a)和图 2(b)所示。在 S_x=0 时，若 i_x>0，电流通过 D_{x1} 与正母线相连，定义该状态为 1 电平，电路路径如图 2(c)所示；若 i_x<0，电流通过 D_{x2} 与负母线相连，定义该状态为−1 电平，电流路径如图 2(d)所示。因此，Vienna 整流桥每相输出的电平与该相内管的开关状态及电流方向相关。



(a) S_x=1，i_x>0 时　(b) S_x=1，i_x<0 时

(c) S_x=0，i_x>0 时　(d) S_x=0，i_x<0时

图 2　x 相解耦后的电路

Fig. 2 Circuit after x-phase decoupling

根据上述描述，可以写出 Vienna 整流桥 x 相不同状态下的电压方程为

$$\begin{cases} e_x - R_s i_x - L_s \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 & S_x = 1 \\ e_x - u_{C_1} - R_s i_x - L_s \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 & S_x = 0,\ i_x > 0 \\ e_x + u_{C_2} - R_s i_x - L_s \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 & S_x = 0,\ i_x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

设 T_s 为 Vienna 整流器的开关周期，当 T_s 足够小时，可以假定在该周期内电流方向和电网电压保持不变。因此，根据电流方向，桥臂在 1 个 T_s 内只能输出 0、1 或者 0、−1 电平，设 0 电平占空比为 d_0。将式(1)的第 1 式乘以 d_0 加上第 2 式乘以 $(1-d_0)$，可以得到 $i_x>0$ 时，关于 d_0 的电压方程为

$$e_x - (1-d_0)u_{C_1} - R_s i_x - L_s \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 \quad (2)$$

将式(1)的第 1 式乘以 d_0 加上第 3 式乘以 $(1-d_0)$，可以得到 $i_x<0$ 时，关于 d_0 的电压方程为

$$e_x + (1-d_0)u_{C_2} - R_s i_x - L_s \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 \quad (3)$$

Vienna 整流器正常工作时，通常要求 $u_{C_1} = u_{C_2} = (u_{C_1} + u_{C_2})/2 = u_{dc}/2$，其中 u_{dc} 为直流母线电压。因此，无论电流方向如何，三相四线制 Vienna 整流器的 x 相电压方程均可表示为

$$e_x - u_x - R_s i_x - L_s \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = 0 \quad (4)$$

式中，$u_x = (1-d_0)\mathrm{sgn}(i_x)\dfrac{u_{dc}}{2}$。

2 电流相位控制方式

2.1 电网单位功率因数运行

对于式(4)，考虑到 R_s 一般比较小，可忽略，故有

$$u_x = e_x - L_s \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \quad (5)$$

当电网侧处于单位功率因数状态下时，e_x 和 i_x 同相位，u_x 滞后于 i_x 的相位角为 θ_{ui}。结合式(5)可得该状态下的 Vienna 整流器矢量关系如图 3 所示，其中 ω 为电网相电压角频率。

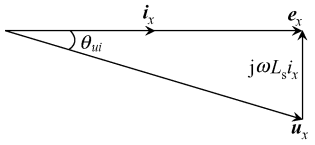


图 3 e_x 和 i_x 同相位时矢量关系

Fig. 3 Vector relationship when e_x and i_x are in phase

该状态下的 u_x、i_x、e_x 波形如图 4 所示。阴影区域内，i_x 过零后进入 i_x<0(i_x>0)的状态，u_x 在一段时间内仍保持 u_x>0(u_x<0)的状态。由 Vienna 整流器拓扑可知，桥臂侧输出电压与相电流不可能异号，这种矛盾导致了 Vienna 整流器的电流出现过零畸变。下面以电流正向过零为例进行分析，详细说明 e_x、i_x 同相时出现的电流过零畸变问题。

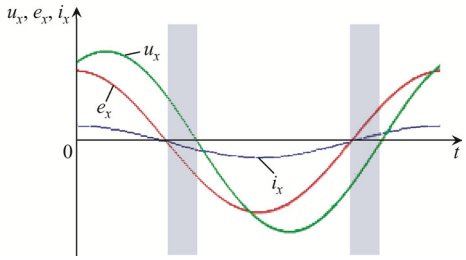


图 4 e_x 和 i_x 同相位时波形

Fig. 4 Waveforms when e_x and i_x are in phase

图 5 给出了电流正向过零时的实际开关序列和电流波形。由图 5 可知，u_x<0 时，期望输出 0、−1 和 0 电平，但由于 i_x>0、S_x=0 时无法输出−1 电平，−1 电平被自动替换为 1 电平。

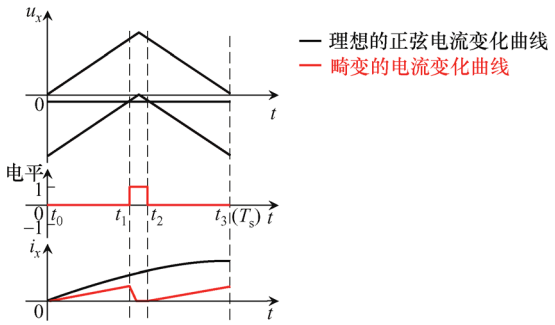


图 5 e_x>0、i_x>0 且 u_x<0 时的开关序列和电流波形

Fig. 5 Waveforms of switching sequence and current when e_x>0, i_x>0 and u_x<0

在 t_0~t_1 和 t_2~t_3 时段，电流路径如图 2(a)所示，此时电流上升斜率满足

$$\frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = \frac{e_x}{L_s} \quad (6)$$

在 t_1~t_2 时段，电流经 D_{x1} 流向正母线，电流路径如图 2(c)所示。此时 Vienna 三电平整流器只能输出 1 电平，电流上升斜率满足

$$\frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t}=\frac{e_x-u_x}{L_s} \tag{7}$$

电流过零处，e_x 也接近 0，因此 $u_{C_1}\gg e_x$，电流快速下降。当电流下降至 0 时，由于 D_{x1} 的单向导电性，电流无法变负，将出现电流断续，从而造成电流过零畸变。在 t_1~t_2 时段，若能输出−1 电平，电流将继续上升，从而不会出现过零畸变。但显然，这与 Vienna 整流器的工作特性不符。

对于电流负向过零时的情形，可同理分析，此处不再赘述。

2.2 桥臂单位功率因数运行

当 Vienna 整流器桥臂侧处于单位功率因数运行状态下时，u_x 和 i_x 同相位，u_x 滞后于 e_x 的相位角为 θ_{ue}。结合式(5)可得该状态下的 Vienna 整流器矢量关系如图 6 所示。

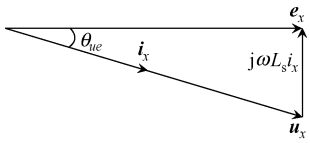


图 6　u_x 和 i_x 同相位时矢量关系

Fig. 6 Vector relationship when u_x and i_x are in phase

该状态下的 u_x、i_x、e_x 波形如图 7 所示。i_x 过零后进入 i_x<0(i_x>0)的状态时，u_x 同样进入 u_x<0(u_x>0)的状态，u_x 和 i_x 始终保持同相位。本文以电流正向过零前、后为例进行分析，详细说明 u_x、i_x 同相位时的电流波形。

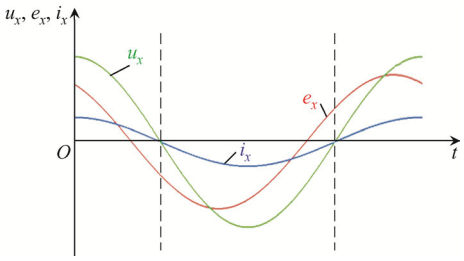


图 7　u_x 和 i_x 同相位时波形

Fig. 7 Waveforms when u_x and i_x are in phase

由图 7 可知，在电流正向过零前较短时间内，有 u_x<0、i_x<0 且 e_x>0。图 8 给出了相应的开关序列和电流波形。此时，Vienna 整流器可以输出期望的 0、−1 和 0 电平。在 t_0~t_1 和 t_2~t_3 时段，电流路径如图 2(b)所示，电流上升斜率由式(6)确定；在 t_1~t_2 时段，电流路径如图 2(d)所示，电流上升斜率满足

$$\frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t}=\frac{e_x+u_{C_2}}{L_s} \tag{8}$$

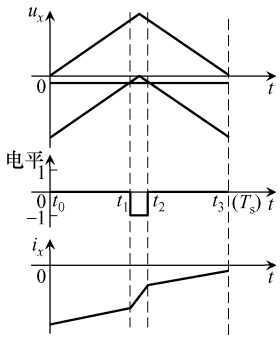


图 8　u_x<0、i_x<0 且 e_x>0 时的开关序列和电流波形

Fig. 8 Waveforms of switching sequence and current when u_x<0, i_x<0 and e_x>0

由上述分析可知，在电流正向过零前，电流一直上升，未出现预期电平与输出电平不一致导致电流畸变的情形。

当电流正向过零后的较短时间内，u_x、i_x 和 e_x 均大于 0，相应的开关序列和电流波形如图 9 所示。此时，Vienna 整流器可以输出期望的 1、0 和 1 电平。在 t_0~t_1 和 t_2~t_3 时段，电流路径如图 2(c)所示，电流下降斜率由式(7)确定；在 t_1~t_2 时段，电流路径如图 2(a)所示，电流上升斜率满足式(6)。

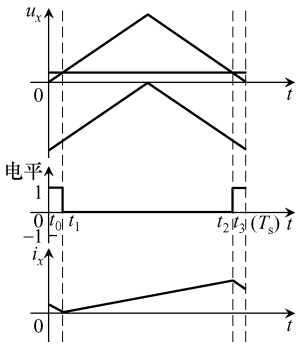


图 9　u_x>0、i_x>0 和 e_x>0 时的开关序列和电流波形

Fig. 9 Waveforms of switching sequence and current when u_x>0, i_x>0 and e_x>0

由图 9 可知，在 t_0~t_1 阶段，i_x 出现了降为 0 的断续现象，这属于正常的开关电流波形，与图 5 所示的期望电平和实际电平不一致导致的电流过零畸变现象有着本质区别。

同样地，对于电流负向过零时的情形，可同理分析，此处不再赘述。

2.3 桥臂单位功率因数运行的控制方法

当电网电压定向且电网电压矢量与 d 轴重合时，其 q 轴分量 e_q=0。由式(5)可得稳态时，Vienna 整流器在 dq 坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} e_d = u_d - \omega L_s i_q \\ e_q = 0 = u_q + \omega L_s i_d \end{cases} \tag{9}$$

式中：e_d 为电网电压 d 轴分量；u_d、u_q 分别为桥臂电压 d、q 轴分量；i_d、i_q 分别为电网电流 d、q 轴分量。

若要保持 u_x 和 i_x 同相位，则需满足

$$\frac{i_d}{i_q} = \frac{u_d}{u_q} \tag{10}$$

根据式(9)和式(10)可得

$$i_q = \frac{-e_d \pm \sqrt{{e_d}^2 - 4\omega^2 L_s i_d^2}}{2\omega L_s} \tag{11}$$

由于式(11)中的分子取负号时，计算出的 i_q 较大，不符合整流器的运行状态，故需舍去。

在由电压外环构成的闭环控制系统中，Vienna 整流器电流的 d 轴分量参考值由控制器的电压外环给出，电流 q 轴分量参考值根据式(11)确定。按照这一原则，在稳态时可确保 u_x 和 i_x 同相位，使三相四线制 Vienna 整流器工作于桥臂单位功率因数下，避免电流过零畸变。

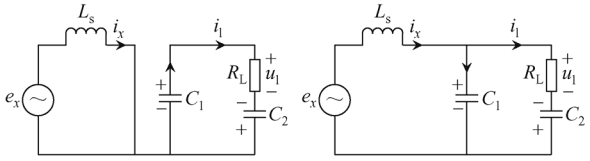
3 电容电压控制

3.1 电容电压变化情况分析

定义 x 相解耦后的负载侧电压为 u_1，负载电流为 i_1；从上、下电容正极流入的电流分别为 i_{C_1} 和 i_{C_2}，电路工作在连续电流模式下。

i_x>0 时，解耦后的 x 相等效电路如图 10 所示，根据基尔霍夫电流定律可列电流方程组为

$$\begin{cases} 0 = d_0 i_1 + d_0 i_{C_1} \\ (1-d_0) i_x = (1-d_0) i_1 + (1-d_0) i_{C_1} \end{cases} \tag{12}$$



(a) S_x=1，0 电平下　　(b) S_x=0，1电平下

图 10 i_x>0 时 x 相解耦后的等效电路

Fig. 10 Equivalent circuit after x-phase decoupling when i_x> 0

将式(12)两方程的等号两边各自相加得

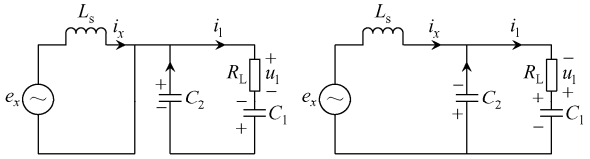
$$i_{C_1} = (1-d_0)\left(i_x - \frac{i_1}{1-d_0}\right) \tag{13}$$

若 i_{C_1}>0，则上电容充电；若 i_{C_1}<0，则上电容放电，结合式(13)可得

$$\begin{cases} i_x > \dfrac{i_1}{1-d_0} & u_{C_1}\text{上升} \\ i_x = \dfrac{i_1}{1-d_0} & u_{C_1}\text{不变} \\ i_x < \dfrac{i_1}{1-d_0} & u_{C_1}\text{下降} \end{cases} \tag{14}$$

当 i_x<0 时，解耦后的 x 相等效电路如图 11 所示，根据基尔霍夫电流定律可列电流方程组为

$$\begin{cases} 0 = d_0 i_1 + d_0 i_{C_2} \\ -(1-d_0) i_x = (1-d_0) i_1 + (1-d_0) i_{C_2} \end{cases} \tag{15}$$



(a) S_x=1，0 电平下　　(b) S_x=0，−1电平下

图 11 i_x<0 时 x 相解耦后的等效电路

Fig. 11 Equivalent circuit after x-phase decoupling when i_x< 0

将式(15)中 2 个方程的等号两边各自相加得

$$i_{C_2} = (d_0 - 1)\left(i_x - \frac{i_1}{d_0 - 1}\right) \tag{16}$$

若 i_{C_2}>0，则下电容充电；若 i_{C_2}<0，则下电容

放电，结合式(16)可得

$$\begin{cases} i_x < \dfrac{i_1}{d_0-1} & u_{C_2}\text{上升} \\ i_x = \dfrac{i_1}{d_0-1} & u_{C_2}\text{不变} \\ i_x > \dfrac{i_1}{d_0-1} & u_{C_2}\text{下降} \end{cases} \tag{17}$$

通过上述分析，若 $i_x=i_1/(d_0-1)$，u_{C_2} 保持不变；若 $i_x=i_1/(1-d_0)$，u_{C_1} 保持不变。

i_x 为其他数值时，上、下电容电压的变化情况如图 12 所示。

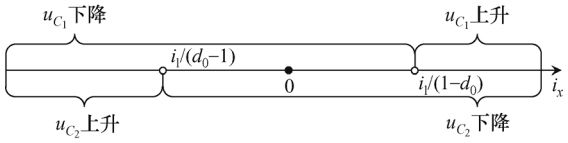


图 12　上、下电容电压变化情况

Fig. 12 Changes of the upper and lower capacitor voltages

3.2 中点电压主动控制方法

如果中点电压本身存在一定程度的偏移，则需要通过其他控制方法来参与调节。此时，可以通过注入零序电流控制中点电压的变化，实现中点电位的平衡。

三相对称电网电压表示为

$$\begin{cases} e_a = E_m\cos\theta \\ e_b = E_m\cos(\theta-2\pi/3) \\ e_c = E_m\cos(\theta-4\pi/3) \end{cases} \tag{18}$$

式中，E_m 为电网电压的幅值。

三相对称相电流表示为

$$\begin{cases} i_a = I_m\cos(\theta+\varphi) \\ i_b = I_m\cos(\theta+\varphi-2\pi/3) \\ i_c = I_m\cos(\theta+\varphi-4\pi/3) \end{cases} \tag{19}$$

式中：I_m、φ 分别为相电流幅值及其初相角；θ 为电网电压相角，$\theta=\omega t$。

定义注入的零序电流为 I_0，三相电流的零序分量可表示为

$$i_{a0} = i_{b0} = i_{c0} = I_0/3 \tag{20}$$

根据式(5)、式(18)与式(19)可得

$$\begin{cases} u_a = E_m\cos\theta + \omega L_s I_m\sin(\theta+\varphi) \\ u_b = E_m\cos(\theta-2\pi/3) + \omega L_s I_m\sin(\theta+\varphi-2\pi/3) \\ u_c = E_m\cos(\theta-4\pi/3) + \omega L_s I_m\sin(\theta+\varphi-4\pi/3) \end{cases} \tag{21}$$

定义 x 相流入中点的电流为 i_{xNP}，则有

$$i_{NP} = -\sum_{x=a,b,c}\left|\frac{u_x}{u_{dc}/2}\right| i_x \tag{22}$$

在 1 个工频周期$[\theta_1, \theta_1+2\pi]$内，中点电压变化量 $\Delta u_{NP}=u_{C_1}-u_{C_2}$ 可表示为

$$\Delta u_{NP} = \frac{-\int_{\theta_1}^{\theta_1+2\pi} i_{NP}(\theta)\mathrm{d}\theta}{2\omega C} = \frac{2I_0}{3\omega C u_{dc}} - \sum_{x=a,b,c}\int_{\theta_2}^{\theta_2+\pi}|u_x(\theta)|\mathrm{d}\theta \tag{23}$$

式中：θ_1、θ_2 为任意电网电压相角；$i_{NP}(\theta)$为整流器中性线上电流；C 为整流器直流母线上、下电容的容值。根据式(23)可知，Δu_{NP} 与 I_0 成正比。当 $I_0>0$ 时，零序电流由电容中点流入电网，$\Delta u_{NP}>0$，u_{NP} 下降；当 $I_0<0$ 时，零序电流由电网流入电容中点，$\Delta u_{NP}<0$，u_{NP} 上升。因此，在中点电压存在偏移时，通过控制零序电流，可以主动控制三相四线制 Vienna 整流器的中点电压。

采用比例积分 PI(proportional integral)控制器对 u_{NP} 的误差进行 PI，获得目标零序电流分量，并对 PI 控制器输出限幅，防止积分饱和。限幅后的目标零序分量与参考电流叠加后，作为电流内环控制算法中的给定电流。经过电流内环控制，在中线上产生用于控制中点电位平衡的零序电流，实现中点电压的主动控制。

根据上述分析，得到三相四线制 Vienna 整流器的中点电压主动控制框图，如图 13 所示。

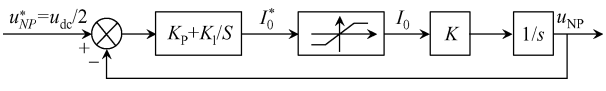


图 13　中点电位控制框图

Fig. 13 Control block diagram of neutral point potential

4　仿真结果分析

为了验证本文所提 2 种控制方法：抑制电流过

零畸变的控制方法和解决中点电位偏移的控制方法，在 MATLAB 中搭建了三相四线制 Vienna 整流器的仿真模型。

在仿真实验中，对比了单周期控制方法、文献[6]中的 PI+重复控制方法和本文所提抑制电流过零畸变方法。3 种控制方法的电流总谐波畸变率 THD_i(current total harmonic distortion)对比情况见表 1。可以发现：随着功率等级的提升，THD_i 逐步减小；本文所提抑制电流过零畸变方法效果更优，THD_i 最小。

表 1 3 种控制方法下的 THD_i

Tab. 1 THD_i under three control strategies

控制方法	THD_i/%		
	4 kW	2 kW	1 kW
单周期控制	4.22	7.13	12.56
PI+重复控制[6]	3.32	4.91	8.82
本文所提控制	2.84	3.48	5.46

图 14 给出了三相四线制 Vienna 整流器的中点电压主动控制仿真波形。在虚线处，开始采取中点电压主动控制。由图 14 可见，在采取中点电压主动控制方法之前，u_{C_1} 围绕 437 V 上下波动，u_{C_2} 围绕 363 V 上下波动，中点电压存在较大偏移；在采取中点电压主动控制后，u_{C_1} 和 u_{C_2} 均开始围绕 400 V 上下波动，原本不平衡的中点电压迅速恢复平衡。由仿真结果可知，在采取中点电压主动控制后，实现了中点电位的平衡。

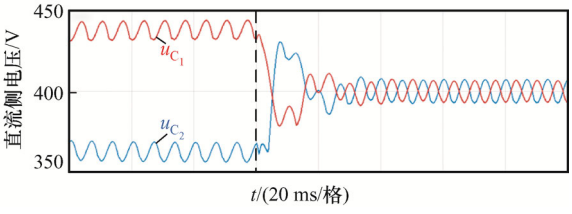


图 14 中点电压主动控制仿真波形

Fig. 14 Simulation waveforms of active control of midpoint voltage

5 实验结果分析

为了验证本文所提 2 种控制方法的有效性，本文搭建了三相四线制 Vienna 整流器的实验平台，如图 15 所示，Vienna 整流器的平台硬件细节如图 16 所示，实验平台的主要参数见表 2。整个实验平台包括电压源、三相四线制 Vienna 整流器、测试设备(型号为 YOKOGAWA DLM3024 的示波器、型号为 YOKOGAWA 700924 的高压探头、型号为 Tektronix A621 的电流钳、电压表)，以及实验负载(固定负载柜和滑动变阻器)。需要说明的是，数字信号处理器 DSP(digital signal processor)采用的是 Freescale 公司的 MC56F8 4789 芯片，实验

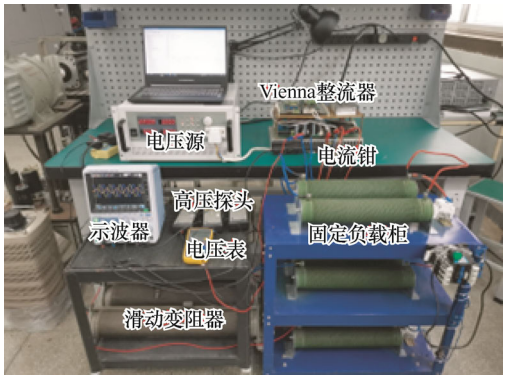


图 15 Vienna 整流器实验平台实物

Fig. 15 Physical of experimental platform of Vienna rectifier



(a) 细节实物正面



(b) 细节实物侧面

图 16 Vienna 整流器硬件细节实物

Fig. 16 Physical of Vienna rectifier detailed hardware

表 2　实验平台主要参数

Tab. 2 Main parameters of the experimental platform

参数	数值
直流侧电压/V	800
直流上、下电容/μF	2 000、2 000
直流侧电阻负载/Ω	32
LCL 中网侧电感/mH	1.5
LCL 中机侧电感/mH	3.5
LCL 中滤波电容/μF	10
开关频率/kHz	10
基频/Hz	50

所需负载通过固定负载和滑动变阻器的组合实现调节，Vienna 整流器的运行功率为 20 kW。

图 17 和图 18 分别为 2 种控制方法的实验波形，其中 e_{ab}、e_{bc}、e_{ca} 分别为相应的线电压。图 17 中，在虚线前，三相四线制 Vienna 整流器工作在

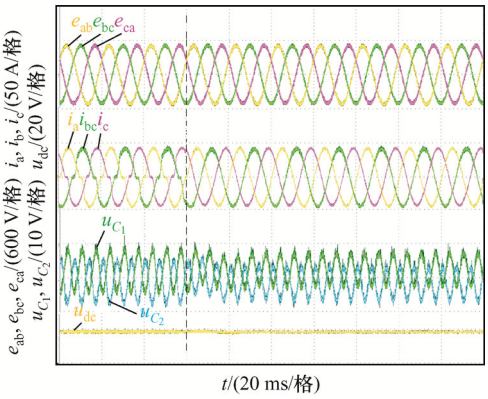


图 17　抑制电流过零畸变控制的实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of current zero-crossing distortion suppression control

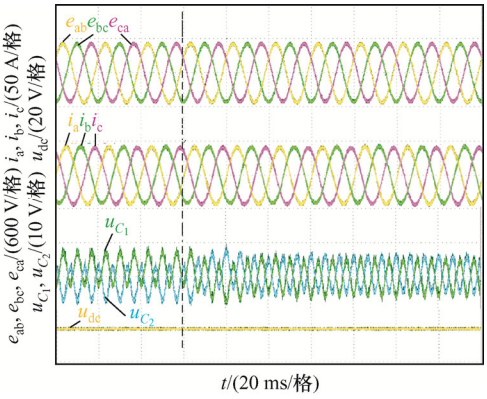


图 18　中点电压主动控制的实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms of active control of midpoint voltage

电网单位功率因数下，采用传统的 PI 控制，此时，未采用本文所提抑制电流过零畸变的控制方法，可以发现，电流过零处发生明显畸变；在虚线处，Vienna 整流器开始采用本文所提控制方法切换到桥臂单位功率因数运行下，可以发现，电流过零畸变现象得到抑制，电流波形得到大幅度改善。可见，通过桥臂单位功率因数运行的控制方法可以有效抑制三相四线制 Vienna 整流器的电流过零畸变。

如图 17 所示，三相四线制 Vienna 整流器采用本文所提抑制电流过零畸变的控制方法后，电流过零畸变已经消除，但仍存在中点电位偏移的情况。因此，采取本文所提中点电位主动控制的方法来消除中点电位偏移。图 18 中，在注入零序电流前，三相四线制 Vienna 整流器的直流侧上、下电容电压存在三倍频波动，上、下电容的电压存在约 4 V 的偏差；在虚线处，开始注入零序电流分量，原本不平衡的中点电压快速恢复平衡。可见，基于零序电流分量注入的主动控制方法可以有效平衡中点电压。

由图 17 和图 18 可知，通过本文所提 2 种控制方法，三相四线制 Vienna 整流器的电流保持较为理想的正弦波形，并且消除了中点电压偏移现象，提高了电能质量，确保了 Vienna 整流器工作的可靠性。

由于三相四线制 Vienna 整流器引入了中线，三相直接解耦，各相的控制可以独立进行。当某一相发生缺相故障时，非故障相仍可正常工作，如图 19 所示。在虚线前，Vienna 整流器缺相运行，未采用本文提出的抑制电流过零畸变的控制方法，电流有明显畸变；在虚线处，采用本文提出的抑制电流过零畸变的控制方法，Vienna 整流器切换到桥臂单位功率因数运行，电流过零畸变现象得到抑制。可见，在缺相运行情况下，本文所提抑制电流过零畸变的方法仍能适用。虽然缺相使 Vienna 整流器直流侧电压波动变大，但因为中线的引入，Vienna 整流器仍可正常运行，这是三相四线制 Vienna 整流器的优势。

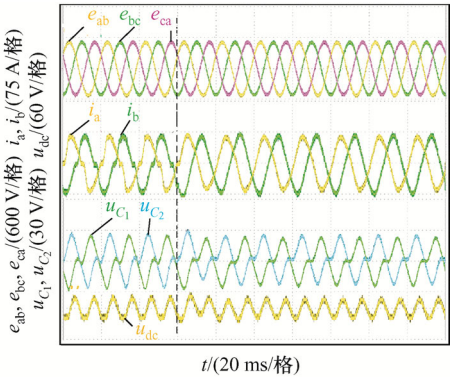


图 19 缺相时的实验波形

Fig. 19 Experimental waveforms under a phase loss

图 20 给出了负载切换时的 Vienna 整流器的实验波形。Vienna 整流器运行时采用了本文提出的 2 种控制方法。在虚线前，Vienna 整流器运行功率为 10 kW，电流波形无畸变且中点电位保持平衡；在虚线处，负载开始切换，Vienna 整流器运行功率增大至 20 kW，此时 Vienna 整流器经动态调整后仍能保持电流波形无畸变且中点电位平衡。

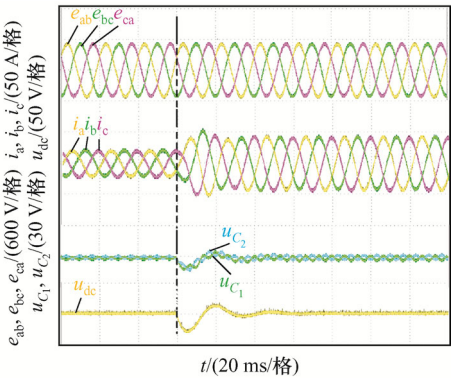


图 20 负载切换时的实验波形

Fig. 20 Experimental waveforms during load switching

由图 19 和图 20 可知，本文提出的 2 种控制方法在缺相和负载变化情况下仍能适用，具有广泛的适用性。

6 结语

本文以三相四线制 Vienna 整流器为例，给出了电流发生过零畸变的原因和抑制电流过零畸变的控制方法；同时通过分析零序电流对中点电压的影响，给出了一种主动控制方法来平衡中点电压。通过这 2 种控制方法，三相四线制 Vienna 整流器既抑制了电流过零畸变，又达到了中点电压平衡目的。实验验证了本文所提 2 种控制方法的有效性。

参考文献：

[1] 姜卫东，胡业波，张庆岩，等. 基于调制波分解的 Vienna 整流器的调制方法[J]. 电工技术学报，2023，38(16): 4339-4352.
Jiang Weidong, Hu Yebo, Zhang Qingyan, et al. Modulation method of Vienna rectifier based on modulation wave decomposition [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4339-4352. (in Chinese)

[2] Wang Fuyan, Tang Fen, Du Shilin, et al. A self-balancing topology of Vienna rectifier based on PD modulation [C]// 2023 8th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE). Tianjin, China, 2023: 1196-1200.

[3] Wang Jizhe, Feng Shanghua, Kurokawa F. Critical conduction mode three-phase Vienna rectifier [C]// 2020 9th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA). Glasgow, UK, 2020: 418-422.

[4] 王金平，刘圣宇，张庆岩，等. 一种改进的可消除 Vienna 整流器电流过零畸变的控制方法[J]. 电工技术学报，2022，37(15): 3834-3844.
Wang Jinping, Liu Shengyu, Zhang Qingyan, et al. An improved control method to eliminate the current zero-crossing distortion for Vienna rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(15): 3834-3844. (in Chinese)

[5] 苏雄，崔志成，宋浩楠，等. 融合过零畸变抑制及无功补偿的 VIENNA 整流器研究[J]. 电源学报，2026，24(3): 67-78.
Su Xiong, Cui Zhicheng, Song Haonan, et al. Research on VIENNA rectifier integrating zero-crossing distortion suppression and reactive power compensation [J]. Journal

of Power Supply, 2026, 24(3): 67-78. (in Chinese)

[6] 高梁, 张庆岩, 胡业波. 不对称电网下 Vienna 整流器改进的功率控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 172-179.
Gao Liang, Zhang Qingyan, Hu Yebo. Improved power control strategy for Vienna rectifier under asymmetric grid [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 172-179. (in Chinese)

[7] 黄海宏, 郑小朋, 王海欣. 三相四线制有源电力滤波器均压环优化设计[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(7): 103-107.
Huang Haihong, Zheng Xiaopeng, Wang Haixin. Optimal design of voltage-balance loop for three-phase four-wire APF [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(7): 103-107. (in Chinese)

[8] 贾广宇, 陈家伟, 赵腾, 等. 基于输入阻抗调节与变频调制的维也纳整流器输入电流质量宽范围提升控制方法[J]. 电工技术学报, 2026, 41(2): 649-659, 674.
Jia Guangyu, Chen Jiawei, Zhao Teng, et al. A wide range enhancement control method of input current quality of Vienna rectifier based on input impedance regulation and frequency modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(2): 649-659, 674. (in Chinese)

[9] 肖凡, 蒋毅, 彭星, 等. 基于共模电压残差的三相四线制 T 型逆变器功率开关开路故障诊断方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(20): 6672-6685.
Xiao Fan, Jiang Yi, Peng Xing, et al. An open circuit fault diagnosis method of three-phase four-wire T-type inverter based on common-mode voltage residuals [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(20): 6672-6685. (in Chinese)

[10] 杨頔, 姚钢, 周荔丹. 功率变化环境下的四线制 Vienna 整流器优化联合控制方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 305-319.
Yang Di, Yao Gang, Zhou Lidan. An improved control method of 4-wire Vienna rectifier considering power fluctuation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 305-319. (in Chinese)

[11] Chen Jiawei, Jia Guangyu, Zhu Xinke. A simple control strategy for three-phase Vienna rectifier via input impedance regulation [C]// 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Nashville, TN, USA, 2023: 3101-3103.

[12] Zhu Wenjie, Chen Changsong, Duan Shanxu, et al. A carrier-based discontinuous PWM method with varying clamped area for Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7177-7188.

[13] Wang Fuyan, Tang Fen, Du Shilin, et al. A self-balancing topology of Vienna rectifier based on PD modulation [C]// 2023 8th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE). Tianjin, China, 2023: 1196-1200.

[14] 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): 5685-5696.
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): 5685-5696. (in Chinese)

[15] 马辉, 危伟, 鄢圣阳, 等. 三相 Vienna 整流器无差拍预测直接功率控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(1): 95-103.
Ma Hui, Wei Wei, Yan Shengyang, et al. Deadbeat predictive direct power control of three-phase Vienna rectifiers [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 95-103. (in Chinese)

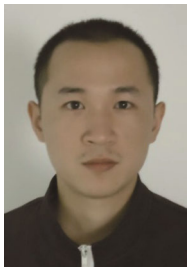
[16] Wang Tao, Chen Changsong, Liu Peng, et al. A hybrid space-vector modulation method for harmonics and current ripple reduction of interleaved Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8088-8099.

[17] 张纪伟, 张青. 一种基于 PI 控制器的储能变流器中点电位控制方法[J]. 电气传动自动化, 2024, 46(1): 10-14.
Zhang Jiwei, Zhang Qing. A neutral point potential control method of energy storage converter based on PI

controller [J]. Electric Drive Automation, 2024, 46(1): 10-14. (in Chinese)

[18] 王海欣, 杨为, 黄海宏. 三电平 APF 中点电位控制策略分析与改进[J]. 电器与能效管理技术, 2019(23): 70-75.
Wang Haixin, Yang Wei, Huang Haihong. Analysis and improvement of neutral point potential control strategy for three-level APF [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2019(23): 70-75. (in Chinese)

[19] 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]. Electric Machines and Control, 2023, 27(11): 66-78. (in Chinese)



王金平

作者简介：

王金平(1984—)，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动，电机控制。E-mail：waupter919@163.com。

杨柳(1998—)，女，通信作者，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：yangliu9881@163.com。

刘圣宇(1997—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：3295233452@qq.com。

钟敏(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1628879099@qq.com

刘欣然(2000—)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1290644793@qq.com。

徐星俣(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：三电平变流器控制与调制。E-mail：1370100159@qq.com。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：重庆市人民政府网