

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250283

基于矢量误差建模的 Vienna 整流器自适应过零畸变抑制策略

廖勇¹, 孙章¹, 吴帆², 吴昀璞¹, 乐书宇¹, 郑茂盛¹

(1. 西华大学电气与电子信息学院, 四川 成都 610039; 2. 电子科技大学自动化工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 针对 Vienna 整流器输入电流过零畸变问题, 提出了一种基于矢量误差建模的 Vienna 整流器自适应过零畸变抑制策略。首先, 分析了 Vienna 整流器输入电流过零畸变现象, 发现电流过零附近由纹波和采样误差导致的扇区误判及扇区误判时共享开关状态被使用产生的矢量误差是导致输入电流过零畸变的本质原因。根据分析结果, 定量地构建了扇区误判发生条件和矢量误差的数学模型。在此基础上, 设计了一种自适应过零畸变抑制策略。通过建立包含矢量误差的多目标模型预测误差函数, 优化共享开关状态的使用, 动态补偿矢量误差, 从而抑制输入电流过零畸变。最后, 通过搭建仿真模型和实物平台进行验证。实验结果表明, 所提方法能够有效抑制输入电流过零畸变, 显著提升了输入电流质量, 为 Vienna 整流器过零畸变抑制提供了一种新的途径。

关键词: Vienna 整流器; 扇区误判; 电流过零畸变; 模型预测控制; 共享开关状态; 矢量误差

Adaptive zero-crossing distortion suppression strategy for Vienna rectifiers based on vector error modeling

LIAO Yong¹, SUN Zhang¹, WU Fan², WU Yunpu¹, LE Shuyu¹, ZHENG Maosheng¹

(1. School of Electrical and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China; 2. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 611731, China)

Abstract: To address the issue of input current zero-crossing distortion in Vienna rectifiers, this paper proposes an adaptive zero-crossing distortion suppression strategy based on vector error modeling. First, the phenomenon of input current zero-crossing distortion in Vienna rectifiers is analyzed. It is revealed that sector misjudgment caused by ripple and sampling errors near the current zero-crossing, together with vector errors generated by the use of shared switching states under sector misjudgment, are the fundamental causes of the distortion. Based on this analysis, a quantitative mathematical model of the sector misjudgment conditions and vector errors is developed. On this basis, an adaptive zero-crossing distortion suppression strategy is designed. By constructing a multi-objective model predictive error function incorporating vector errors, the use of shared switching states is optimized, and vector errors are dynamically compensated, thereby suppressing input current zero-crossing distortion. Finally, the proposed method is validated through simulations and physical platform experiments. Experimental results demonstrate that the proposed method can effectively suppress input current zero-crossing distortion and significantly improve input current quality, providing a new approach for zero-crossing distortion suppression in Vienna rectifiers.

This work is supported by the Natural Science Foundation of Sichuan Province (No. 2022NSFSC0025).

Key words: Vienna rectifier; sector misjudgment; current zero-crossing distortion; model predictive control; shared switching state; vector error

0 引言

Vienna 整流器具有高可靠性、高效率和高功率密度等优点, 被广泛应用于新能源发电、电动汽车

充电桩、航空电源和通信电源等领域^[1-4]。然而, Vienna 整流器存在固有的输入电流过零畸变问题, 这将导致输入电流谐波增加, 电能质量下降, 严重时还会危及控制器的稳定性^[5]。

目前, 不少学者对 Vienna 整流器输入电流过零畸变机理进行了大量研究。文献^[6]指出 Vienna 整流

基金项目: 四川省自然科学基金项目资助(2022NSFSC0025)

器输入电流过零畸变是由于其能量单向传输的拓扑特性和网侧滤波电感的存在,这使得输入电流与电压间存在相位差,进而导致二者在过零处极性不一致,引发畸变。文献[7]从空间矢量图的角度,指出输入电流过零畸变是由于输入电流极性检测误差导致电压矢量被替换造成的。文献[8]从端电压矢量滞后的角度分析 Vienna 整流器输入电流过零畸变现象,考虑了 Vienna 整流器运行中参数变化和外部扰动对过零畸变的影响。文献[9]指出输入电流过零畸变是由于使用 SVPWM 调制时矢量扇区检测误差造成的。此外,文献[10]分析了直流母线电压不平衡对 Vienna 整流器过零畸变的影响,指出直流母线电压不平衡会引起小矢量不对称与扇区倾斜,出现异常区域,这导致参考电压矢量合成错误,最终引发输入电流在过零附近发生畸变。文献[11]从共模电压的角度分析了输入电流过零畸变原因,指出 Vienna 整流器输入电流过零畸变与直流中点电位平衡密切相关。上述文献虽然对输入电流过零畸变的成因进行了分析,但对这一现象的本质原因剖析仍不够清晰。

为抑制 Vienna 整流器输入电流过零畸变,现有文献主要从优化调制和控制策略两个角度展开^[12]。基于调制的方法在电流过零处通过箝位的方式将该相电流的调制波箝位至 0,强制使网侧输入电压和电流极性保持一致,从而实现电流过零畸变抑制^[13]。文献[14]提出了一种适用于双通道交错式 Vienna 整流器的混合空间矢量调制方法,通过将过零处电流强制箝位至 0 来实现过零畸变抑制。文献[15]提出了用于 Vienna 整流器的两层 PWM 策略,通过优化开关状态,并实时调整各矢量作用时间以消除输入电流的过零畸变。文献[16]提出了一种过零钳位空间调制策略,该方法通过改进输入电流过零附近扇区的冗余小矢量的分配来实现输入电流过零畸变抑制。文献[17]提出了一种基于载波的不连续空间矢量调制(carrier-based discontinuous space vector modulation, CB-DSVM)方法。该方法通过在判断条件中增加箝位因子来调整箝位面积,从而降低了参考电压误差,提高了电流质量,但该方法没有明确分析箝位间隔的选择。尽管基于调制的方法通过改变调制电压与输入电流的相位能够抑制 Vienna 整流器电流过零畸变,但在高调制条件下抑制效果有限。

另外,通过改进控制策略补偿误差来实现过零畸变抑制的方式也备受关注。PI 控制是电力电子变换器的常用控制方法,但网侧输入电流跟踪误差大,并且直流电压的动态响应很慢^[18]。磁滞控制易实现,但存在开关频率不固定的缺陷,这会影响系统的

稳定性^[19]。模型预测控制(model predictive control, MPC)由于具有动态响应速度快、便于处理多目标约束、无需调制环节等优点^[20-22],被广泛用于变流器控制。该方法通过建立控制目标的误差函数,然后枚举开关状态并进行滚动优化来寻找使误差函数最小的最优控制信号,从而实现对被控目标的控制^[23-24]。文献[25]提出了一种优化电压矢量的模型预测控制方法,通过解耦输入电流过零畸变和中点电位平衡的耦合关系,划分扇区并优化候选电压矢量集,从而抑制输入电流过零畸变。文献[26]提出了一种双矢量的模型预测控制方法,通过划分候选电压矢量扇区并限制电流畸变矢量的使用,从而抑制输入电流过零畸变。文献[27]提出了一种基于连续控制集合模型预测控制的调制方法,采用两相箝位一相调制的方式来抑制输入电流过零畸变,但抑制能力受调制指数影响。上述方法虽然能够实现 Vienna 整流器输入电流过零畸变抑制,但仅限于静态工作场景。随着新能源的大规模接入,电网面临着日益严重的谐波污染问题。作为新能源并网的核心设备,Vienna 整流器的运行性能直接影响电能质量。因此,优化和改进 Vienna 整流器的控制策略显得尤为重要。现有方法还存在以下不足:1)以输入电流极性划分电压矢量的扇区,忽略了电流纹波及控制电路的采样误差对扇区识别的影响,这导致输入电流过零附近扇区反复识别即扇区误判,最终致使输入电流过零畸变现象加剧;2)对扇区误判时共享开关状态被使用产生的矢量误差缺乏定量的建模,导致过零畸变抑制能力不足。

针对上述问题,本文提出了一种基于矢量误差建模的 Vienna 整流器自适应过零畸变抑制策略,实现输入电流过零畸变抑制。首先,分析了电流纹波和采样误差导致的扇区误判及扇区误判时共享开关状态被使用产生的矢量误差对 Vienna 整流器输入电流过零畸变的影响。然后,对该矢量误差进行数学建模。其次,基于建立的数学模型设计了一种自适应过零畸变抑制策略来抑制输入电流过零畸变。最后,通过实验验证了所提方法的有效性和优越性。

1 过零畸变分析

本文所用的 Vienna 整流器拓扑结构如图 1 所示。图中 e_x 和 $i_x(x = a, b, c)$ 分别为网侧输入电压和电流; L 为网侧滤波电感; R 为网侧等效电阻; D_1-D_6 为续流二极管; S_{Ka} 、 S_{Kb} 和 S_{Kc} 为 IGBT 组成的双向开关管; C_1 、 C_2 分别为直流侧容值相等的上、下滤波电容,其输出电压分别为 U_{c1} 和 U_{c2} ;

R_L 为直流侧等效负载, 端电压为 U_{dc} 。

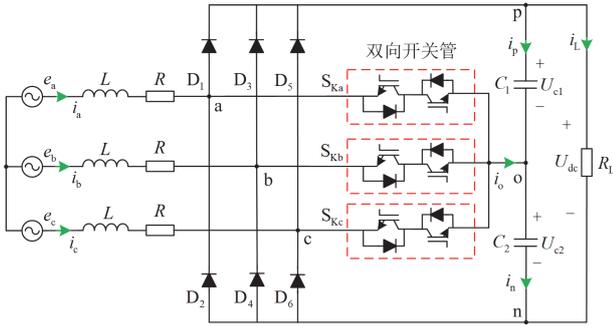


图1 三相 Vienna 整流器拓扑结构

Fig. 1 Three-phase Vienna rectifier topology

由于 Vienna 整流器的拓扑特性, 桥臂输出电压 u_{x0} ($x = a, b$ 和 c) 取决于双向开关管的开关状态和输入电流的极性。

$$u_{x0} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & T_x = 1 \\ 0 & T_x = 0 \\ -\frac{U_{dc}}{2} & T_x = -1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: T_x 为 x 相输出电平。

S_x 为 x 相双向开关管的开关状态, 满足如式(2)关系。

$$T_x = \begin{cases} 1 & S_x = 0, i_x \geq 0 \\ 0 & S_x = 1 \\ -1 & S_x = 0, i_x < 0 \end{cases} \quad S_x = \begin{cases} 1 & \text{闭合} \\ 0 & \text{断开} \end{cases} \quad (2)$$

定义 Vienna 整流器的空间电压矢量 $V_{\alpha\beta}$ 为

$$V_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_{a0} + u_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3)$$

结合式(1)~式(3), 可得 Vienna 整流器开关状态 $[S_a S_b S_c]$ 及对应的电压矢量分布, 如图 2 所示。根据三相输入电流 i_a 、 i_b 和 i_c 的极性, 电压矢量的工作空间可以划分为 6 个扇区(I~VI), 每个扇区的电压矢量都有一个开关状态与之对应。

然而, 由于电流纹波以及控制电路的采样误差, 输入电流在过零附近会出现极性“翻转”, 即检测电流极性与实际电流相反, 从而导致检测扇区和实际扇区不一致, 即扇区误判。

在扇区 II 与 III 之间 a 相电流过零附近, 由电流纹波和采样误差导致的扇区误判情况如图 3 所示。其中, 红色阴影区域为电流纹波导致的扇区误判区域, 当检测扇区为扇区 II, 电流极性为正, 但由于电流纹波的影响, 实际电流极性为负, 实际扇区为扇区 III, 这就导致扇区误判。当检测扇区为扇区 III 时, 电流极性为负, 而实际电流极性为正, 实际扇

区为扇区 II, 同样造成扇区误判。同理, 绿色阴影区域为采样误差引起电流极性翻转而导致的扇区误判区域。

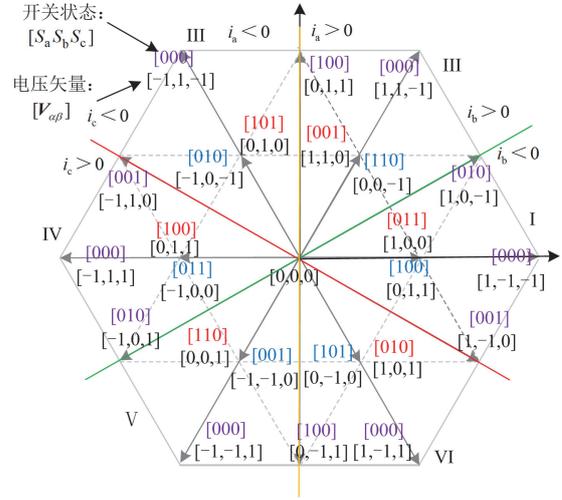


图2 Vienna 整流器的开关状态和电压矢量

Fig. 2 Switching states and voltage vectors of the Vienna rectifier

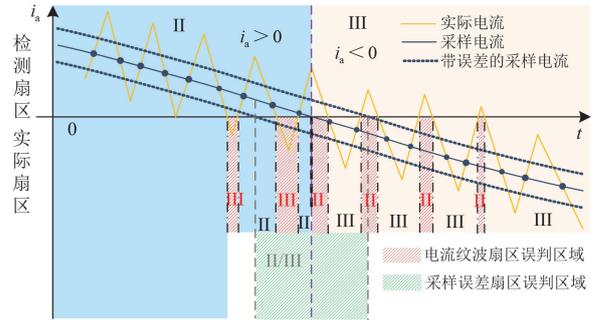


图3 实际电流与采样电流对应相应扇区

Fig. 3 Actual current and sampled current corresponding to the respective sectors

当位于某相电流过零附近扇区误判区域, 并且该相功率开关管断开时, 该相输出电压由于电流极性翻转会发生突变(式(2)), 将出现两个分别位于检测扇区和实际扇区的电压矢量对应于同一个状态 $[S_a S_b S_c]$ 的现象(式(3))。本文将满足上述条件的开关状态定义为共享开关状态, 将与该开关状态对应的两个电压矢量定义为共享电压矢量对。

在扇区 II 与 III 之间 a 相电流过零附近扇区误判区域内, 存在两种共享开关状态, 分别为 $[001]$ 和 $[010]$ 。当共享开关状态为 $[001]$ 时, a 相开关状态为 0(断开), 由于电流极性翻转和桥臂电压 u_{a0} 输出特性, 电压矢量 $[1, 1, 0]$ 将被替换成 $[001]$, 如图 4(a) 和图 4(b) 所示。其中电压矢量 $[1, 1, 0]$ 位于检测扇区(扇

区 II)，而电压矢量 $[-1,1,0]$ 位于实际扇区(扇区 III)。因此， $[1,1,0]$ 与 $[-1,1,0]$ 为共享开关状态 $[001]$ 的共享电压矢量对。当共享开关状态为 $[001]$ 时，共享电压矢量对为 $[1,0,-1]$ 和 $[-1,0,-1]$ ，对应的电流导通图如图 4(c)和图 4(d)所示。

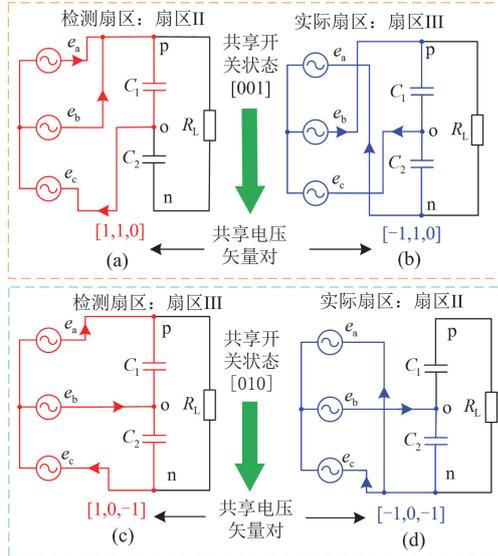


图 4 扇区 II 和 III 共享开关状态对应的电流导通路径
Fig. 4 Current conduction path corresponding to the shared switching states of sectors II and III

当扇区误判且共享开关状态被使用时，对应的共享电压矢量对间将发生替换现象，导致参考电压矢量不能被准确合成，最终引起输入电流发生过零畸变。

在扇区 II 与 III 之间 a 相电流过零附近，SVPWM 调制过程中一个控制周期内发生扇区误判时，电压、电流矢量空间分布如图 5 所示。该控制周期的检测扇区为扇区 II，期望合成的参考电压矢量 V_{ref} (红色)位于由电压矢量 $[1,1,0]$ 、 $[0,0,-1]$ 、 $[0,1,0]$ 和 $[0,1,1]$ 构成的三角形区域内。这些电压矢量对应的开关状态分别为 $[001]$ 、 $[110]$ 、 $[101]$ 和 $[100]$ ，其中 $[001]$ 为共享开关状态，对应的共享电压矢量对为 $[1,1,0]$ 和 $[-1,1,0]$ 。由于扇区误判且共享开关状态被使用，共享电压矢量 $[1,1,0]$ 将被替换成 $[-1,1,0]$ ，这将导致期望合成矢量(红色)与实际合成矢量(蓝色)不一致，出现矢量误差，如图 5 所示。由于参考电压矢量不能准确合成，a 相电流在过零附近将发生畸变，其他扇区电流过零畸变分析方法同上。因此，基于上述分析可得，输入电流过零畸变是由于扇区误判时共享开关状态被使用产生的矢量误差所致。

基于上述分析，可将 Vienna 整流器输入电流过零畸变致因归纳如下：(1) Vienna 整流器以输入电流极性识别控制扇区时，由于电流纹波及采样误差的存在，输入电流在过零附近会发生极性翻转，导致

扇区误判；(2) 当扇区误判且共享开关状态被使用时，共享电压矢量对间发生替换，导致参考电压矢量合成错误，出现矢量误差，进而导致输入电流发生过零畸变。因此，可以通过避免矢量误差来抑制输入电流过零畸变。

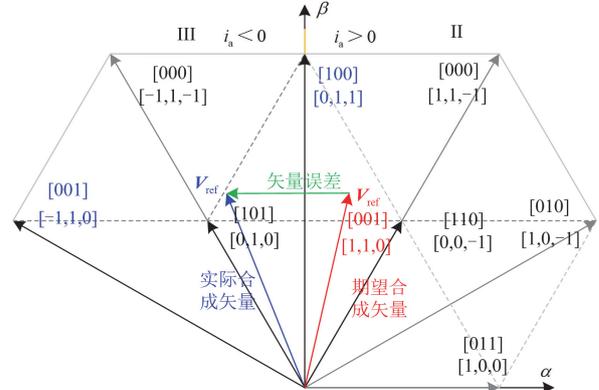


图 5 扇区 II 与 III 之间 a 相电流过零附近各矢量空间分布
Fig. 5 Vector space distribution of phase-a current near zero-crossing between sectors II and III

2 过零畸变的矢量误差建模

2.1 扇区误判条件建模

基于上文分析可知，扇区误判是由于输入电流在过零附近受电流纹波和采样误差的影响，导致极性发生翻转所致。由图 2 可知，在 b、c 相电流过零附近的扇区误判区域内，采样电流与实际电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的正切绝对值分别与 b、c 相电流过零分界线的正切绝对值之差的乘积小于“0”。在 a 相电流过零附近的扇区误判区域内，采样电流与实际电流在 α 轴的分量之积小于“0”。基于此，可将输入电流过零附近由采样误差(式(4))和电流纹波(式(5))导致的扇区误判发生条件表示为

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(\left| \frac{i_\alpha(k) \pm i_{\alpha s \max}}{i_\beta(k) \pm i_{\beta s \max}} \right| - \sqrt{3} \right) \left(\left| \frac{i_\alpha(k)}{i_\beta(k)} \right| - \sqrt{3} \right) < 0 \\ & \text{或} \\ & [i_\alpha(k) \pm i_{\alpha s \max}] \cdot i_\alpha(k) < 0 \end{aligned} \right. \quad (4)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(\left| \frac{i_\alpha(k) \pm i_{\alpha r \max}}{i_\beta(k) \pm i_{\beta r \max}} \right| - \sqrt{3} \right) \left(\left| \frac{i_\alpha(k)}{i_\beta(k)} \right| - \sqrt{3} \right) < 0 \\ & \text{或} \\ & [i_\alpha(k) \pm i_{\alpha r \max}] \cdot i_\alpha(k) < 0 \end{aligned} \right. \quad (5)$$

式中： $i_{\alpha s \max}$ 和 $i_{\beta s \max}$ 分别为最大采样误差的 α 、 β 分量； $i_{\alpha r \max}$ 和 $i_{\beta r \max}$ 分别为最大电流纹波的 α 、 β 分量； $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 分别为第 k 时刻输入电流的 α 、 β 分量； $i_\alpha(k) \pm i_{\alpha s \max}$ 、 $i_\beta(k) \pm i_{\beta s \max}$ 分别为第 $k+1$ 时刻考虑

采样误差的实际电流值; $i_\alpha(k) \pm i_{\alpha r \max}$ 、 $i_\beta(k) \pm i_{\beta r \max}$ 分别为第 $k+1$ 时刻考虑电流纹波的实际电流值。

结合式(4)和式(5), 扇区误判发生的边界条件可表示为

$$\begin{cases} \left(\left| \frac{i_\alpha(k) \pm (i_{\alpha s \max} + i_{\alpha r \max})}{i_\beta(k) \pm (i_{\beta s \max} + i_{\beta r \max})} \right| - \sqrt{3} \right) \left(\left| \frac{i_\alpha(k)}{i_\beta(k)} \right| - \sqrt{3} \right) < 0 \\ \text{或} \\ [i_\alpha(k) \pm (i_{\alpha s \max} + i_{\alpha r \max})] \cdot i_\alpha(k) < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: $i_\alpha(k) \pm (i_{\alpha s \max} + i_{\alpha r \max})$ 、 $i_\beta(k) \pm (i_{\beta s \max} + i_{\beta r \max})$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下同时考虑电流纹波和采样误差第 $k+1$ 时刻的实际电流。

通过式(6)便可计算在输入电流过零附近由电流纹波和采样误差导致的扇区误判发生条件。

2.2 矢量误差建模

当扇区误判且共享开关状态被使用时, 出现的矢量误差可分为超前误差和滞后误差两种。本文将检测扇区滞后实际扇区导致的矢量误差定义为滞后误差, 将检测扇区超前实际扇区导致的矢量误差定义为超前误差。

当扇区 II 与 III 之间 a 相电流过零附近出现滞后误差时, 检测到的扇区为扇区 II, 而实际扇区为扇区 III, 如图 6(a)所示。 V_e 为期望的合成电压矢量, 位于由电压矢量 $[0,1,1]$ 、 $[0,1,0]$ 、 $[1,1,0]$ 和 $[0,0,-1]$ 包围的三角形扇区中, 对应的开关状态分别为 $[100]$ 、 $[101]$ 、 $[001]$ 和 $[110]$ 。其中, $[001]$ 为共享开关状态, 此时与之对应的共享电压矢量为 $[1,1,0]$ 。根据矢量合成规则, 可以计算各开关状态的作用时间。

$$\begin{cases} t_1 + t_2 + t_3 = T_s \\ \frac{1}{6} U_{dc} (t_3 - t_2) = u_{e\alpha} T_s \\ \frac{\sqrt{3}}{3} t_1 U_{dc} + \frac{\sqrt{3} t_2 U_{dc}}{6} + \frac{\sqrt{3} t_3 U_{dc}}{6} = u_{e\beta} T_s \end{cases} \quad (7)$$

式中: t_1 为开关状态 $[100]$ 作用时间; t_2 为开关状态 $[101]$ 作用时间; t_3 为开关状态 $[001]$ 和 $[110]$ 共同作用时间; T_s 为控制周期; $u_{e\alpha}$ 与 $u_{e\beta}$ 分别为电压矢量 V_e 在 α 、 β 坐标轴的分量。

整理式(7), 可得开关状态的作用时间为

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_s} = \frac{2\sqrt{3}u_{e\beta} - 1}{U_{dc}} \\ \frac{t_2}{T_s} = 1 - \frac{\sqrt{3}u_{e\beta}}{U_{dc}} - \frac{3u_{e\alpha}}{U_{dc}} \\ \frac{t_3}{T_s} = 1 + \frac{3u_{e\alpha}}{U_{dc}} - \frac{\sqrt{3}u_{e\beta}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (8)$$

如果直流中点电位平衡, 则电压矢量 $[1,1,0]$ 和 $[0,1,-1]$ 作用时间相等, 为 $t_3/2$ 。根据式(8)可得期望合成电压矢量 V_e 为

$$\begin{aligned} V_e &= \frac{t_1}{T_s} [0,1,1] + \frac{t_2}{T_s} [0,1,0] + \\ &\frac{t_3}{2T_s} ([1,1,0] + [0,0,-1]) = (u_{e\alpha}, u_{e\beta}) \end{aligned} \quad (9)$$

然而, 由于扇区误判, 实际扇区为扇区 III, 实际与共享开关状态 $[100]$ 对应的共享电压矢量为 $[-1,1,0]$ 。因此, 根据式(8)可得实际合成的电压矢量 V_a 为

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{t_1}{T_s} [0,1,1] + \frac{t_2}{T_s} [0,1,0] + \frac{t_3}{2T_s} ([-1,1,0] + [0,0,-1]) = \\ &\left(-\frac{1}{2} U_{dc} - \frac{1}{2} u_{e\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{e\beta}, \frac{12 + \sqrt{3}}{6} U_{dc} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{e\alpha} - \frac{3}{2} u_{e\beta} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

结合式(9)和式(10), 可得矢量误差 E_{ze} 为

$$\begin{aligned} E_{ze} &= |V_a - V_e| = |[1,1,0] - [-1,1,0]| \cdot \frac{t_3}{2} = \\ &\left| \left[-\frac{U_{dc}}{3}, 0 \right] \right| \cdot \frac{t_3}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

同理, 当扇区 II、III 间 a 相电流过零附近发生超前误差时, 检测扇区为扇区 III, 而实际扇区为扇区 II, 如图 6(b)所示。 $[010]$ 为共享开关状态, 对应的共享误差电压矢量对为 $[1,0,-1]$ 与 $[-1,0,-1]$ 。此时, 产生的矢量误差 E_{ze} 为

$$E_{ze} = |[-1,0,-1] - [1,0,-1]| \cdot \frac{t_3}{2} = \left| \left[\frac{U_{dc}}{3}, 0 \right] \right| \cdot \frac{t_3}{2} \quad (12)$$

式中: $t_3/2$ 为共享开关状态 $[010]$ 作用时间。

结合式(11)和式(12)可以发现, 矢量误差实际为共享电压矢量对差的模值与对应的共享开关状态作用时间的乘积。然而, 矢量偏差出现条件为扇区误判且共享开关状态被使用。因此, 结合式(11)、式(12)和式(6), 可得各扇区由于共享电压矢量对被使用产生的矢量误差的计算公式, 如式(13)所示。

$$E_{ze} = G_{ss} \cdot G_{ww} \cdot |V_{at} - V_{et}| \cdot t_{ze} \quad (13)$$

式中: G_{ss} 和 G_{ww} 分别为扇区误判和共享电压矢量被使用的激活函数, 满足式(14)和式(15); t_{ze} 为各扇区共享开关状态作用时间, 其计算方法与扇区 II 中的共享开关状态作用时间计算方法相同; V_{at} 为共享开关状态下位于实际扇区的电压矢量; V_{et} 为共享开关状态下位于检测扇区的电压矢量, 即被替换的共享电压矢量。

$$G_{ss} = \begin{cases} 1 & \text{扇区误判满足式(6)} \\ 0 & \text{正确判断不满足式(6)} \end{cases} \quad (14)$$

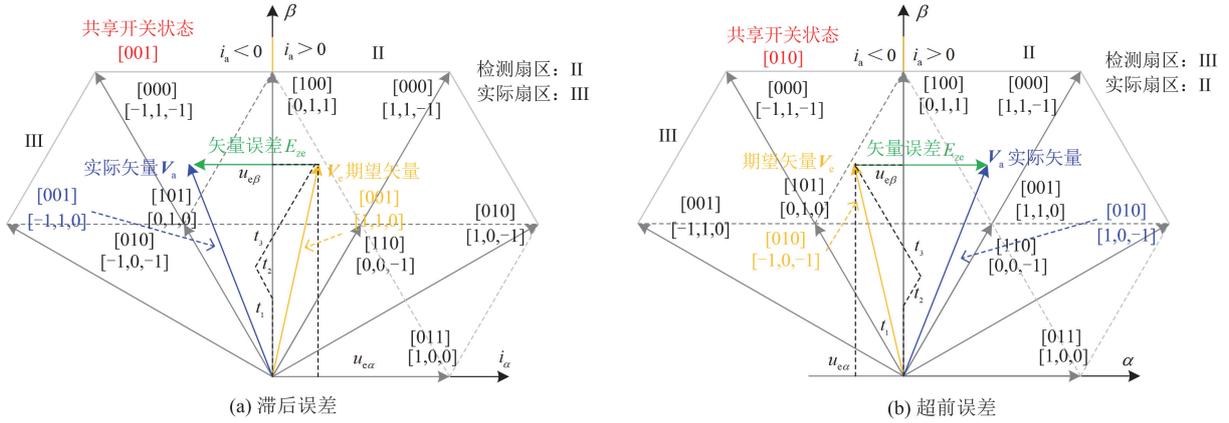


图 6 扇区误判时共享开关状态导致的矢量误差

Fig. 6 Vector error caused by shared switching state during sector misjudgment

$$G_{\text{ww}} = \begin{cases} 1 & \text{使用共享开关状态} \\ 0 & \text{未使用共享开关状态} \end{cases} \quad (15)$$

基于上述分析，总结了各扇区共享开关状态及

对应的共享电压矢量对如表 1 所示。通过计算各扇区共享开关状态的作用时间，便可根据式(13)计算对应的矢量误差。

表 1 各扇区共享开关状态与共享误差电压矢量和矢量误差对应表

Table 1 Correspondence table of shared switching states shared error voltage vectors and vector errors in each sector

滞后误差				超前误差			
矢量误差 $E_{zc} = G_{ss} \cdot G_{ww} \cdot V_{at} - V_{et} \cdot t_{zc}$ (式(13))				矢量误差 $E_{zc} = G_{ss} \cdot G_{ww} \cdot V_{at} - V_{et} \cdot t_{zc}$ (式(13))			
共享开关状态	实际扇区/检测扇区	共享电压矢量对		共享开关状态	实际扇区/检测扇区	共享电压矢量对	
		V_{at}	V_{et}			V_{at}	V_{et}
[010]	I/VI	[1,0,-1]	[1,0,1]	[100]	VI/I	[0,-1,1]	[0,-1,-1]
[100]	II/I	[0,1,-1]	[0,-1,-1]	[001]	I/II	[1,-1,0]	[1,1,0]
[001]	III/II	[-1,1,0]	[1,1,0]	[010]	II/III	[1,0,-1]	[-1,0,-1]
[010]	IV/III	[-1,0,1]	[-1,0,-1]	[100]	III/IV	[0,1,-1]	[0,1,1]
[100]	V/IV	[0,-1,1]	[0,1,1]	[001]	IV/V	[-1,1,0]	[-1,-1,0]
[001]	VI/V	[1,-1,0]	[-1,-1,0]	[010]	V/VI	[-1,0,1]	[1,0,1]

3 提出的过零畸变抑制策略

基于 2.2 节建立的矢量误差模型(式(13))，以及模型预测多目标协同控制，本文设计了一种 Vienna 整流器自适应过零畸变抑制策略，控制框图如图 7 所示。该方法通过构建包含电流跟踪(式(18))、中性点电位平衡(式(20))和矢量误差(式(21))的多目标代价函数(式(22))，并对其进行滚动优化，改善共享开关状态的使用来动态补偿矢量误差，从而实现输入电流过零畸变抑制。所提控制策略的电压外环采用 PI 控制器，将输出 $i_a^*(k)$ 与 $i_b^*(k)$ 经过式(17)转换得到电流参考值 $i_a^*(k+1)$ 、 $i_b^*(k+1)$ 。电流内环为模型预测控制，通过代入候选电压矢量集对多目标误差函数滚动优化，输出最优开关状态作用于三相双向开关管。

由图 7 可知，Vienna 整流器的控制目标有输入电流跟踪、直流侧中点电位控制和输入电流过零畸

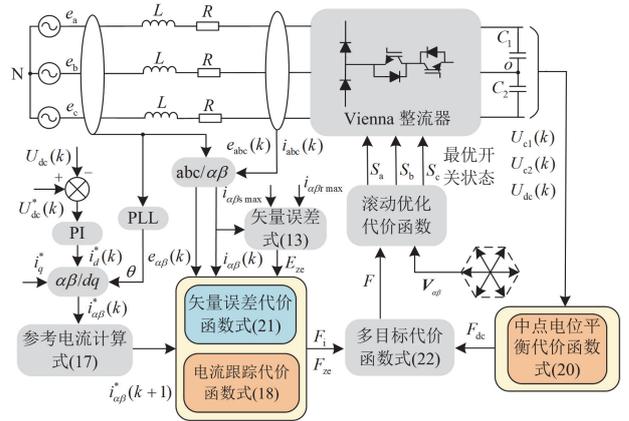


图 7 提出的 Vienna 整流器自适应过零畸变抑制策略的控制框图

Fig. 7 Control block diagram of the proposed adaptive zero-crossing distortion suppression strategy for the Vienna rectifier

变抑制。

根据图 1, 可得 Vienna 整流器基于 $\alpha\beta$ 坐标系的预测模型为

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L}[e_{\alpha}(k) - Ri_{\alpha}(k) - u_{\alpha}(k)] + i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L}[e_{\beta}(k) - Ri_{\beta}(k) - u_{\beta}(k)] + i_{\beta}(k) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $i_{\alpha}(k+1)$ 、 $i_{\beta}(k+1)$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下第 $k+1$ 时刻输入电流预测值; $e_{\alpha}(k)$ 、 $e_{\beta}(k)$ 为第 k 时刻网侧电压; $u_{\alpha}(k)$ 、 $u_{\beta}(k)$ 为第 k 时刻输出的最优电压矢量在 $\alpha\beta$ 坐标轴分量。

根据拉格朗日插值定理, 可得输入电流在 $\alpha\beta$ 坐标系第 $k+1$ 时刻的参考值 $i_{\alpha}^*(k+1)$ 、 $i_{\beta}^*(k+1)$ 为

$$\begin{cases} i_{\alpha}^*(k+1) = 3i_{\alpha}^*(k) - 3i_{\alpha}^*(k-1) + i_{\alpha}^*(k-2) \\ i_{\beta}^*(k+1) = 3i_{\beta}^*(k) - 3i_{\beta}^*(k-1) + i_{\beta}^*(k-2) \end{cases} \quad (17)$$

结合式(16)和式(17), 可得电流跟踪的代价函数 F_i 如式(18)所示。

$$F_i = \lambda_i \left(\left| i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1) \right| + \left| i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1) \right| \right) \quad (18)$$

式中: λ_i 为输入电流跟踪的权重系数。

根据图 1, 还可以得到 $\alpha\beta$ 坐标系下直流侧电容电压的预测模型为

$$\begin{cases} U_{c1}(k+1) = U_{c1}(k) + \frac{T_s}{C} i_p(k) \\ U_{c2}(k+1) = U_{c2}(k) + \frac{T_s}{C} i_n(k) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $U_{c1}(k+1)$ 和 $U_{c2}(k+1)$ 分别为第 $k+1$ 时刻 C_1 和 C_2 的电压值; $U_{c1}(k)$ 和 $U_{c2}(k)$ 分别为第 k 时刻 C_1 和 C_2 的电压值; $i_p(k)$ 与 $i_n(k)$ 分别为第 k 时刻流过 C_1 和 C_2 的电流值。

因此, 根据式(19)可得直流侧中点电位平衡控制的代价函数 F_{dc} 为

$$F_{dc} = \lambda_{dc} |U_{c1}(k+1) - U_{c2}(k+1)| \quad (20)$$

式中: λ_{dc} 为中点电位平衡控制的权重系数。

根据式(13)可得构建矢量误差的代价函数 F_{ze} 为

$$F_{ze} = \lambda_{ze} |E_{ze}| \quad (21)$$

式中: λ_{ze} 为过零畸变抑制的权重系数。

因此, 根据式(18)、式(20)和式(21), 可得包含矢量误差的多目标代价函数为

$$F = F_i + F_{dc} + F_{ze} \quad (22)$$

4 实验分析

本文采用 Simulink 仿真与实物实验相结合的方法验证所提方法的有效性, 实验中涉及的参数取值如表 2 所示。

表 2 Vienna 整流器参数

Table 2 Parameters and values of Vienna rectifier

额定参数	取值
K_p 、 K_i (电压外环 PI 控制参数)	0.3、166
开关频率、采样频率	20 kHz、20 kHz
R_i	120 Ω
C_1 、 C_2	470 μF
L	0.006 H
R	0.1 Ω
V_{dc}^*	600 V
e_a 、 e_b 、 e_c (RMS)	220 V, 50 Hz

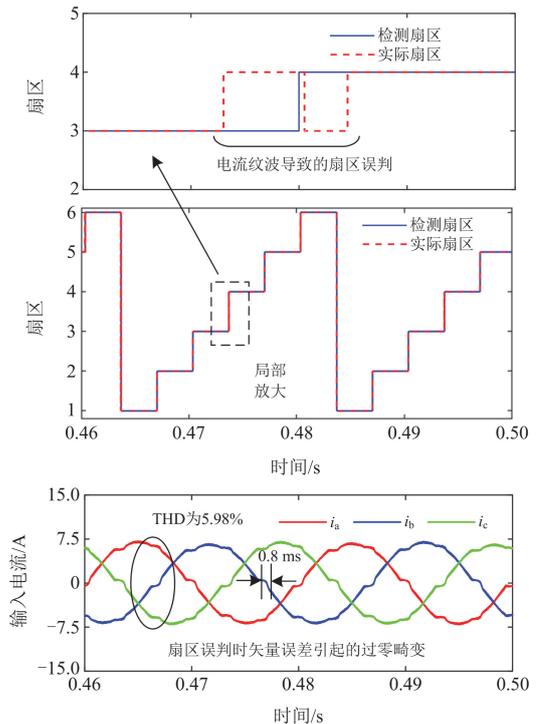
4.1 仿真验证

4.1.1 过零畸变机理模型验证

为验证所构建机理模型的正确性和可行性, 对比 PI 控制方法与本文所提方法, 分析二者对电流纹波的抑制效果, 以及对“电流纹波+采样误差引发扇区误判, 进而导致输入过零畸变”的抑制作用。

1) 电流纹波导致扇区误判

所提方法与 PI 控制方法对电流纹波导致扇区误判而引发输入电流过零畸变的控制情况如图 8 和图 9 所示。由图 8 可知, 采用 PI 控制方法时, 在电



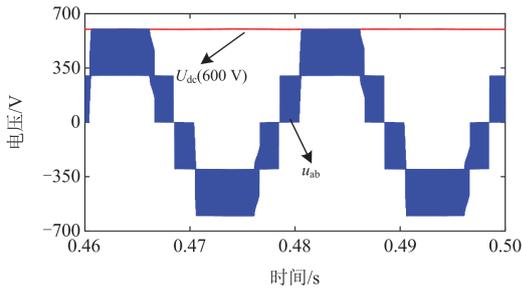


图 8 PI 控制方法对电流纹波引发的过零畸变的抑制效果
Fig. 8 Suppression effect of PI control on zero-crossing distortion caused by current ripple

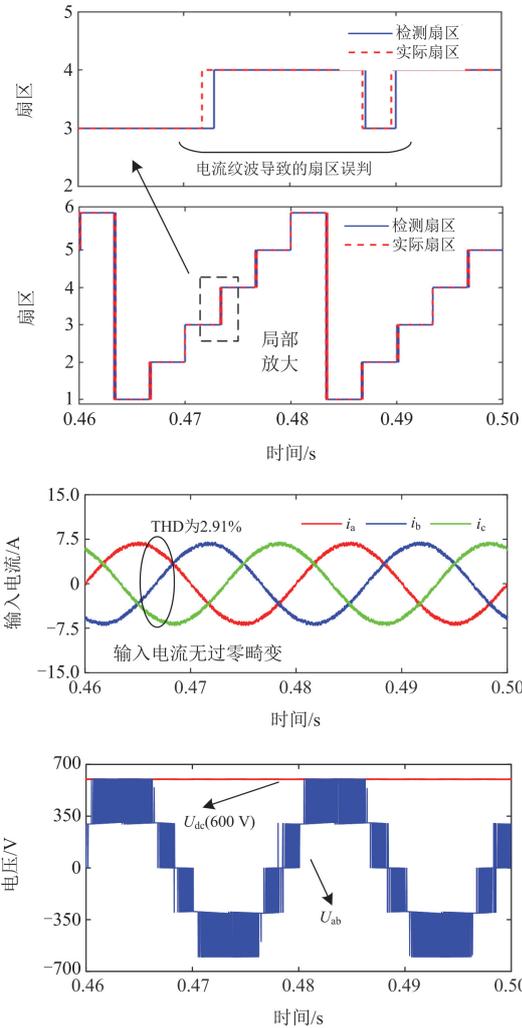


图 9 所提方法对电流纹波引发的过零畸变的抑制效果
Fig. 9 Suppression effect of the proposed method on zero-crossing distortion caused by current ripple

流过零附近存在扇区误判, 输入电流具有明显的过零畸变(0.9 ms), 电流谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为 5.98%。相比之下, 采用本文所提方法时, 输入电流平滑穿越零点, 无过零畸变。

此外, 由图 8 和图 9 可知, 两种控制方法下中点电位和直流输出电压均保持平衡, 桥臂相间电压 u_{ab} 的峰值稳定于预设直流值 600 V。

2) 电流纹波及采样误差导致的扇区误判

所提方法与 PI 控制方法对电流纹波和采样误差导致扇区误判而引发输入电流过零畸变的控制情况如图 10 和图 11 所示。由图 8 和图 10 可知, 当采用 PI 控制方法且电流纹波和采样误差同时存在时, 电流过零附近的扇区误判更明显, 导致输入电流过零畸变现象进一步加剧(THD 为 7.89%), 畸变持续时间上升至 1.3 ms。与之相比, 采用本文所提方法时, 即使在扇区误判加剧的情况下仍能使输入电流无畸变平滑穿越零点。同样, 两种控制方法下桥臂

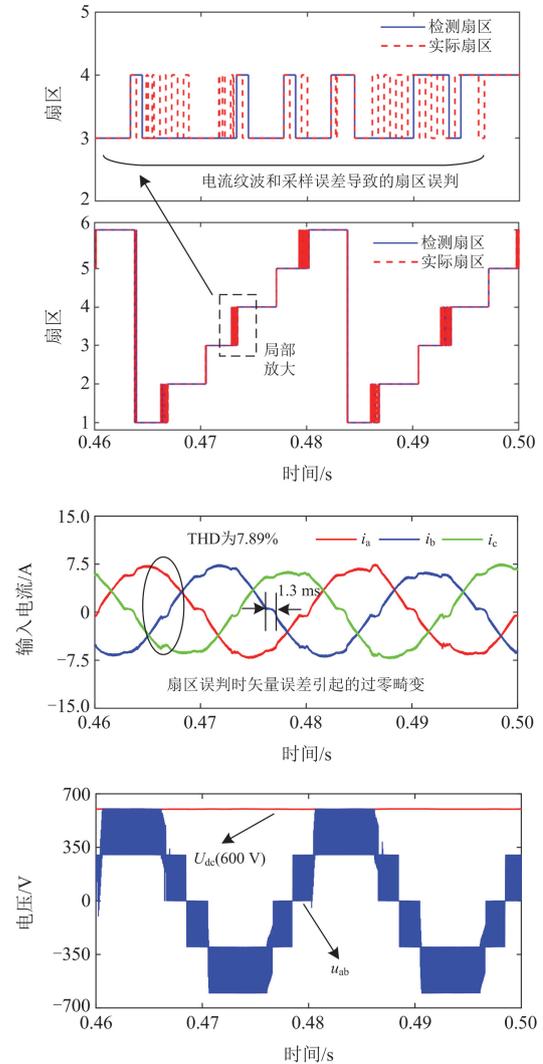


图 10 PI 控制方法对电流纹波和采样误差引发的过零畸变的抑制效果
Fig. 10 Suppression effect of PI control on zero-crossing distortion caused by current ripple and sampling error

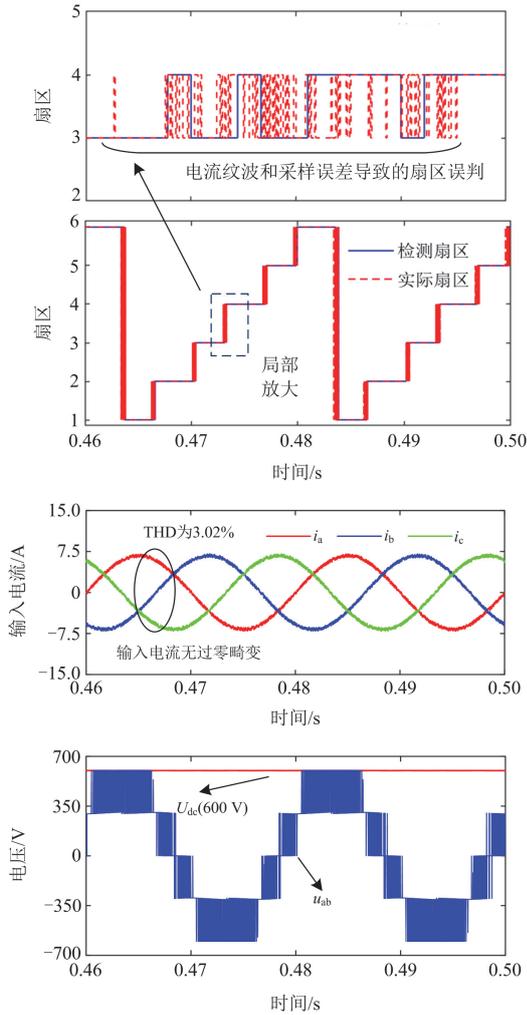


图 11 所提方法对电流纹波和采样误差引发的过零畸变的抑制效果

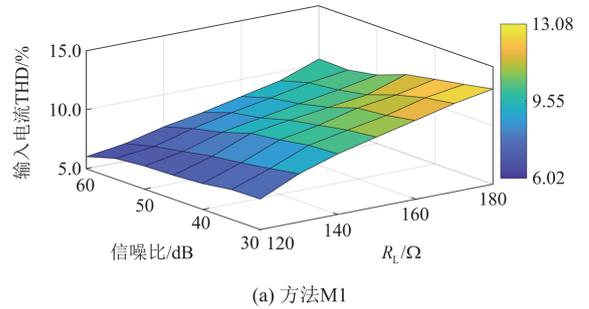
Fig. 11 Suppression effect of the proposed method on zero-crossing distortion caused by current ripple and sampling error

相间电压 u_{ab} 、中点电位和直流输出电压均无明显的变化。因此，证明了本文所构建的过零畸变机理模型的正确性，所提方法能够在中点电位平衡下有效抑制输入电流过零畸变。

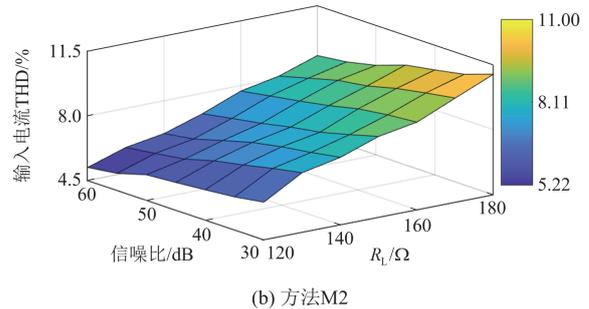
4.1.2 过零畸变抑制效果对比

为了验证所提控制策略在过零畸变抑制方面的优越性，本文基于表 2 所示实验参数，开展了不同电流纹波和采样误差条件下的 4 种控制方法(M1、M2、M3、M4)的对比分析实验，重点从谐波含量的角度分析了不同方法下的过零畸变抑制效果，如图 12 所示。实际电流纹波通过改变负载取值进行模拟，采样误差通过向控制电路注入不同噪声进行模拟。具体对比方法为：方法 M1 采用传统 PI 控制方法；方法 M2 采用传统的模型预测控制方法；方法

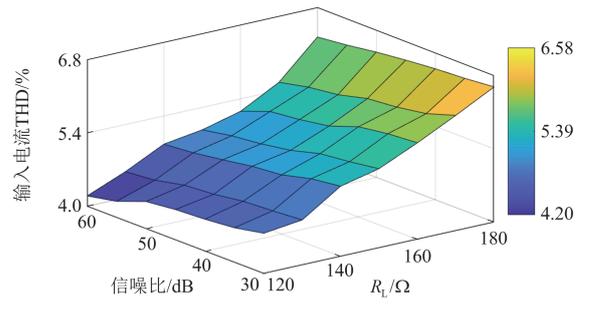
M3 为不使用冗余小矢量的传统模型预测控制方法；方法 M4 为本文所提方法。



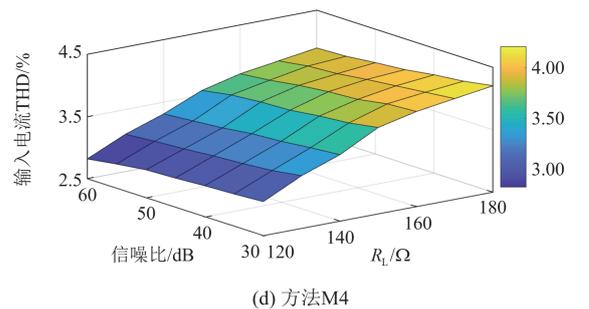
(a) 方法M1



(b) 方法M2



(c) 方法M3



(d) 方法M4

图 12 4 种方法的过零畸变控制效果对比

Fig. 12 Comparison of zero-crossing distortion control effects of four methods

由图 12 可知，方法 M1 对由扇区误判引发的输入电流过零畸变的抑制效果最差，输入电流最大 THD 为 13.09%。方法 M2 对输入电流过零畸变的抑制能力有所提升，输入电流最大 THD 下降至

11.00%。方法 M3 通过不使用冗余小矢量，对输入电流过零畸变的抑制能力有明显的提升，输入电流最大 THD 进一步下降至 6.58%。相比上述方法，本文所提方法(M4)抑制输入电流过零畸变效果最显著，即使在电流纹波和采样误差均较大的极端条件下，输入电流的 THD 依然维持在较低水平。基于上述实验分析，本文所提方法通过对由扇区误判导致的电压矢量误差精确建模并优化共享开关状态的使用，能够有效抑制输入电流过零畸变。

4.2 实物实验

为进一步验证本文所提方法的有效性，基于表 2 所示参数，搭建了一台 3 kW 的 Vienna 整流器硬件实验平台，如图 13 所示。该实验平台的控制电路采用 TMS320F28335PGFA 作为中控芯片，网侧电源采用 Chroma61705 模拟，负载采用 Chroma63203A 电子负载模拟，波形展示采用示波器 TekMDO34，输入电流谐波含量(THD)采用电能质量分析仪测量。

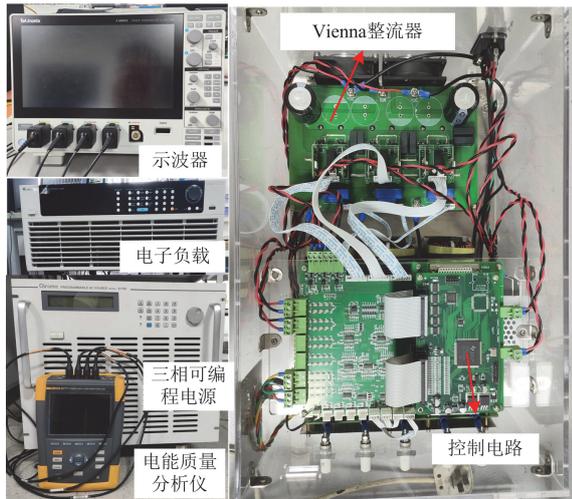
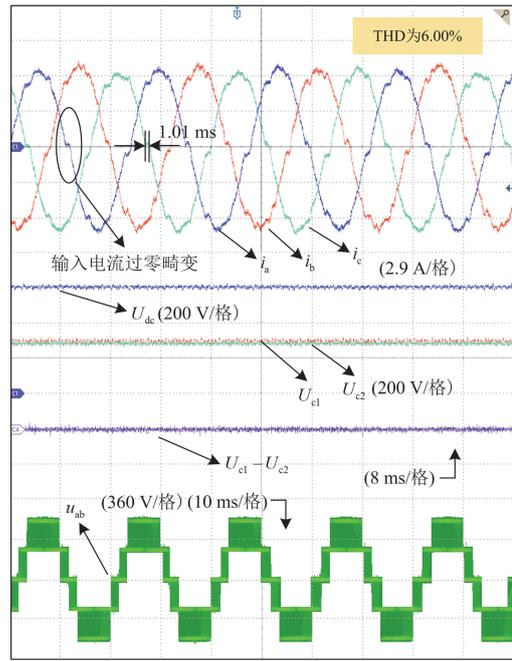
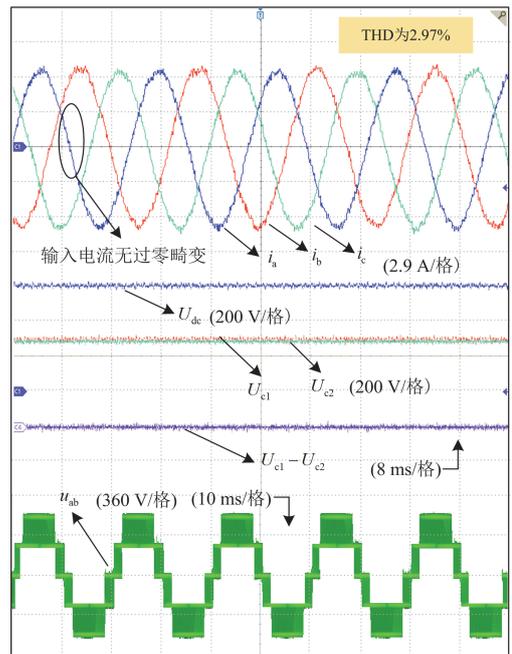


图 13 Vienna 整流器实物平台
Fig. 13 Vienna rectifier hardware platform

当扇区误判由电流纹波所致时，PI 控制方法与本文所提方法对输入电流过零畸变的抑制情况如图 14 所示。由图 14 可知，当采用 PI 控制时，输入电流在过零附近存在明显的畸变现象，THD 为 6.00%，畸变时间为 1.01 ms。相比之下，采用本文所提方法时，输入电流平滑通过零点，无畸变，THD 下降至 2.97%。两种控制方法下，桥臂相间电压 u_{ab} 、直流中点电位和输出电压保持平衡。因此，证明了本文所提方法能够在实现直流中点电位平衡条件下显著抑制输入电流过零畸变。



(a) PI控制方法

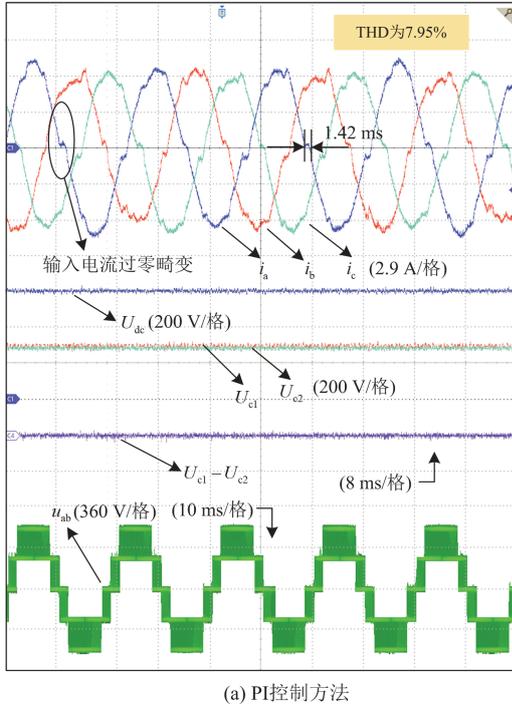


(b) 本文所提方法

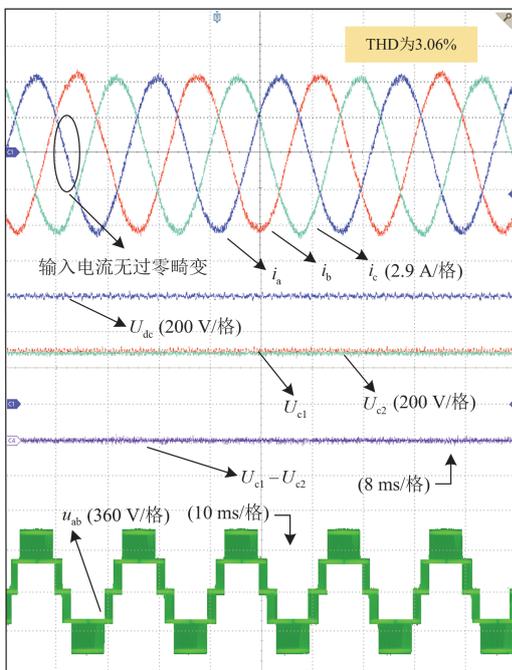
图 14 在电流纹波下两种控制方法对过零畸变的抑制效果
Fig. 14 Suppression effects of two control methods under current ripple

当扇区误判由电流纹波和采样误差所致时，PI 控制方法与本文所提方法对输入电流过零畸变的抑制效果如图 15 所示。由图 14 和图 15 可知，当采用 PI 控制且电流纹波和采样误差同时存在时，输入电流过零畸变进一步加剧，畸变时间增至 1.42 ms，

THD 增至 7.95%。而采用本文所提方法时, 输入电流仍能平滑通过零点, 无畸变, THD 无明显变化。同样, 在两种控制方法下, 桥臂相间电压 u_{ab} 、直流中点电位和输出仍保持平衡。因此, 进一步证明了本文所提方法能够有效抑制输入电流过零畸变。



(a) PI控制方法

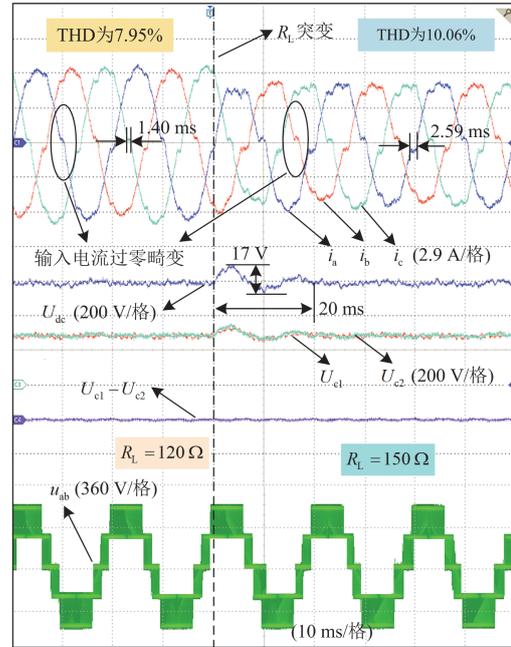


(b) 本文所提方法

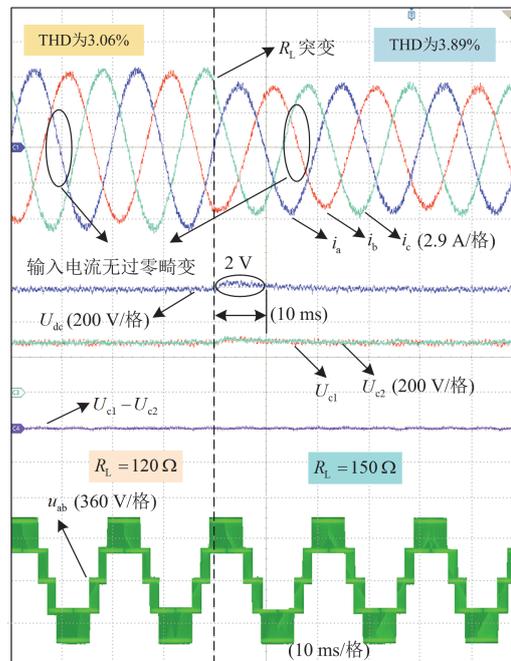
图 15 在电流纹波和采样误差下两种控制方法的抑制效果

Fig. 15 Suppression effects of two control methods under current ripple and sampling errors

当负载突变时, PI 控制方法与本文所提方法对由电流纹波和采样误差所致的输入电流过零畸变抑制效果的实验结果如图 16 所示。由图 16 可知, 当采用 PI 控制, 且负载由 120Ω 突变至 150Ω 时, 输入电流过零畸变现象变得更明显, 畸变时间由 1.40 ms 增至 2.59 ms , THD 上升至 10.06% 。直流输出电压存在明显的暂态过程 (20 ms), 纹波幅值高达



(a) PI控制方法



(b) 本文所提方法

图 16 负载突变条件下动态实验
Fig. 16 Dynamic experiment under load step change

17 V。本文所提方法下输入电流无过零畸变，直流输出电压的暂态过程减小至 10 ms，纹波幅值也显著降低。另外，两种控制方法下直流中点电位和桥臂相间电压 u_{ab} 在负载突变前后无明显变化。基于上述实验分析，本文所提方法能够有效抑制不同负载条件下输入电流过零畸变，具有较强的动态性能。

不同控制方法执行时间对比如表 3 所示。由表 3 可知，PI 控制算法执行时间为 24.12 μs ，而采用本文所提方法执行时间降低至 14.25 μs 。综合输入电流过零畸变抑制情况和算法执行效率可知，本文所提方法具有更优的控制性能。

表 3 不同控制方法执行时间对比

Table 3 Comparison of execution times of different control methods

控制方法	PI 控制方法	本文所提方法
执行时间/ μs	24.12	14.25

5 结论

本文分析了 Vienna 整流器输入电流过零畸变机理，在此基础上提出了一种基于矢量误差建模的自适应过零畸变抑制策略，有效地降低了输入电流过零畸变程度，改善了电能质量。具体结论如下。

1) 通过分析过零畸变机理，揭示了电流纹波和采样误差导致的扇区误判及扇区误判时出现的矢量误差是造成输入电流过零畸变的本质原因。

2) 所提方法基于模型预测多目标协同控制，定量构建矢量误差的预测模型，优化共享开关状态的使用，能够在实现中点电位平衡条件下有效抑制输入电流过零畸变。

3) 所提方法无论在不同电流纹波和采样误差条件下，还是在负载突变情况下，均能获得低谐波且无过零畸变的输入电流，具有显著的优越性和良好的动态性能。

参考文献

- [1] LIU Hui, JIANG Dong, ZHANG Shuyu, et al. Zero common-mode voltage modulation for flying-capacitor-based Vienna rectifier with consideration of nonideal factors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(2): 1148-1158.
- [2] PEI Yushuo, TANG Yu, HU Mengjie, et al. Improved carrier-based DPWM for Vienna rectifier considering oscillated and unbalanced neutral-point voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12271-12282.
- [3] WANG Jiarui, WANG Gaolin, WANG Qiwei, et al. Neutral point voltage fluctuation suppression for electrolytic capacitorless Vienna rectifiers based on optimal duty cycle model predictive control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 13262-13273.
- [4] 孙章, 金炜东, 吴帆, 等. 考虑非平稳特性的 Vienna 整流器鲁棒故障诊断方法[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(17): 102-113.
- [5] SUN Zhang, JIN Weidong, WU Fan, et al. Robust fault diagnosis method for Vienna rectifiers considering non-stationary characteristics[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(17): 102-113.
- [6] ZHU Wenjie, LI Xuewu, CAO Xiaoya, et al. An improved modulation strategy without current zero-crossing distortion and control method for Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15199-15213.
- [7] SHI Zhaocheng, WU Yiwen, GAO Xiang, et al. A novel suppression method for input current zero-crossing distortion of the Vienna rectifier based on negative-sequence current regulation under the unbalanced grid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4): 3699-3714.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 陈才学, 欧阳港, 王昭鸿, 等. 带过零畸变补偿的 Vienna 整流器改进滑模反推直接功率控制[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3996-4005.
- [11] CHEN Caixue, OUYANG Gang, WANG Zhaohong, et al. Improved sliding-mode backstepping direct power control of Vienna rectifier with zero-crossing distortion compensation[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3996-4005.
- [12] 汪洋, 吴越, 杨青松, 等. 一种消除 VIENNA 整流器输入电流过零畸变的 SVPWM 调制方法[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 101-109.
- [13] WANG Yang, WU Yue, YANG Qingsong, et al. SVPWM modulation method for eliminating zero-crossing distortion of input current in VIENNA rectifier[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 101-109.
- [14] DING Wenlong, ZHANG Chenhui, GAO Feng, et al. A zero-sequence component injection modulation method with compensation for current harmonic mitigation of a Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 801-814.
- [15] QIN Changwei, LI Xiaoyan. Improved control scheme for simultaneous reduction of common-mode voltage and current harmonic distortion of the Vienna-type rectifier with balanced and unbalanced neutral-point voltages[J]. ISA Transactions, 2022, 131: 415-426.

- [12] 丁俊, 苏建徽, 汪海宁, 等. 降低 Vienna 整流器电流失真的无功补偿方法[J]. 电力电子技术, 2023, 57(4): 32-37.
DING Jun, SU Jianhui, WANG Haining, et al. Reactive power compensation method for reducing current distortion of Vienna rectifier[J]. Power Electronics, 2023, 57(4): 32-37.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] XING Xiangyang, LI Xiaoyan, QIN Changwei, et al. Two-layer pulse width modulation strategy for common-mode voltage and current harmonic distortion reduction in Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7470-7483.
- [16] 王涛, 陈昌松, 段善旭, 等. 用于改善电流过零点畸变的 Vienna 整流器空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3854-3864.
WANG Tao, CHEN Changsong, DUAN Shanxu, et al. An improved space-vector modulation for Vienna rectifier to eliminating current distortion around zero-crossing point[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3854-3864.
- [17] 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.
- [18] AHMED K, BIN YAHAYA N, ASIRVADAM V, et al. Development of power electronic distribution transformer based on adaptive PI controller[J]. IEEE Access, 2018, 6: 44970-44980.
- [19] LI Yan, ZHAO Hongyan. A space vector switching pattern hysteresis control strategy in VIENNA rectifier[J]. IEEE Access, 2020, 8: 60142-60151.
- [20] 冯兴田, 代站疆, 宋旭. Vienna 整流器低开关频率双矢量模型预测控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(11): 172-183.
FENG Xingtian, DAI Zhanjiang, SONG Xu. Predictive control strategy of low switching frequency double-vector model for Vienna rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(11): 172-183.
- [21] 马智, 蔺红, 樊艳芳. 基于模型预测控制的输入并联输出串联双有源桥变换器均压控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(22): 12-21.
MA Zhi, LIN Hong, FAN Yanfang. Model predictive control-based voltage equalization control strategy for an input-parallel output-series dual active bridge converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(22): 12-21.
- [22] ZHOU Sheng, ZHU Minlong, LIN Jiaqi, et al. Discrete space vector modulation and optimized switching sequence model predictive control for three-level voltage source inverters[J]. Protection and Control Modern Power Systems, 2023, 8(4): 1065-1080.
- [23] 汪诚, 张善路, 张佳琪, 等. 一种单输入双输出高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 44-58.
WANG Cheng, ZHANG Shanlu, ZHANG Jiaqi, et al. A single input dual output high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 44-58.
- [24] 金楠, 王正伟, 郭磊磊, 等. 并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 72-82.
JIN Nan, WANG Zhengwei, GUO Leilei, et al. A low complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy for grid connected converters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 72-82.
- [25] LIU Chang, XING xiangyang, DU Chunshui, et al. An improved model predictive control method using optimized voltage vectors for Vienna rectifier with fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 358-371.
- [26] ZHANG Hongliang, ZHANG Chenghui, XING Xiangyang, et al. Three-layer double-vector model predictive control strategy for current harmonic reduction and neutral-point voltage balance in Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 251-262.
- [27] ZHANG Qingyan, LIU Fang, JIANG Weidong, et al. A novel modulation method based on model prediction control with significantly reduced switching loss and current zero-crossing distortion for Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(2): 1650-1661.

收稿日期: 2025-03-19; 修回日期: 2025-08-28

作者简介:

廖勇(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能变换控制技术; E-mail: 2275079817@qq.com

孙章(1986—), 男, 通信作者, 博士, 硕士生导师, 研究方向为电能变换控制技术、智能控制技术; E-mail: 383623076@qq.com

吴帆(1992—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变换器设计、控制及其故障诊断技术。E-mail: 1035329951@qq.com

(编辑 魏小丽)