DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.43 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

基于虚拟矢量的 Vienna 整流器模型预测控制

冯兴田(中国电源学会会员)，宋 旭(中国电源学会学生会员)，
孟祥龙(中国电源学会学生会员)
(中国石油大学(华东)新能源学院，青岛 266580)

摘要：针对传统有限控制集-模型预测控制 FCS-MPC(finite control set-model predictive control)在低开关频率下控制效果差、实现多目标控制时存在消除电流畸变、抑制电流纹波和调节中点电压平衡难以兼顾的问题，提出一种应用于 Vienna 整流器的基于虚拟矢量的有限控制集-模型预测控制 VVFCS-MPC(virtual vector FCS-MPC)策略。通过构建 8 个新的虚拟矢量扩充控制集，在 1 个控制周期内输出多个基本矢量，显著提升电流控制精度；通过分析引起电流畸变的原因，限制使用造成电流畸变的矢量，以实现消除电流畸变；此外，采用虚拟矢量与基本矢量共同调节中点电位，无需权重因子；最后，从稳态、动态、中点电位平衡控制等多个维度进行了实验验证，结果表明所提方法具有良好的稳态和动态性能。

关键词：Vienna 整流器；虚拟矢量；模型预测控制；中点电位平衡

Model Predictive Control for Vienna Rectifiers Based on Virtual Vectors

FENG Xingtian, *Member*, *CPSS*, SONG Xu, *Student Member*, *CPSS*,
MENG Xianglong, *Student Member*, *CPSS*
(College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China)

Abstract: Aiming at the problem that the traditional finite control set-model predictive control (FCS-MPC) has poor control effect at low switching frequency and it is difficult to eliminate current distortion, suppress current ripple and adjust neutral point voltage balance when realizing multi-objective control, a model predictive control strategy based on virtual voltage vectors for Vienna rectifiers is proposed. By constructing 8 new virtual voltage vectors to expand the control set, multiple basic vectors are output in one control cycle, which significantly improves the current control accuracy. By analyzing the causes of current distortion, the use of vectors that cause current distortion is restricted to eliminate current distortion. In addition, the virtual vectors and the basic vectors are used to adjust the neutral point potential together without weight factor. Finally, the experimental verification is carried out from multiple dimensions of steady state, dynamic state, neutral point potential balance control and so on. The results show that the proposed method has good steady state and dynamic performance.

Keywords: Vienna rectifier; virtual vectors; model predictive control; midpoint potential balance

收稿日期：2024-11-06；**修回日期**：2025-01-11；**录用日期**：2025-01-19；**网络首发日期**：2025-03-06
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52130706)；山东省研究生优质专业学位教学案例库资助项目(SDYAL2023028)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52130706; Case Library of High Quality Professional Degree Teaching for Graduate Students in Shandong Province under the grant SDYAL2023028

随着大量新能源发电设备和电动汽车充电装置并入电网，整流器成为能量转换系统不可或缺的一部分[1]。Vienna 整流器作为一种三电平整流器，具有功率因数高、器件电压应力小等优点[2-4]。随着微处理器技术的进步，模型预测控制得到发展，其中有限控制集模型预测控制 FCS-MPC(finite

control set-model predictive control)[4-6]具有动态响应快、处理非线性和约束系统能力强、可以实现多目标控制[7-8]等优点。然而它的主要缺点为每个控制周期仅输出单个矢量、开关频率不固定和控制性能严重依赖开关频率[9-11]，这些缺点限制了其在电力电子变换器上的应用。

针对上述问题，许多学者对 FCS-MPC 方法进行研究。一种改进思路是采用基于占空比控制的方法，1 个周期内采用双矢量[12-13]或者三矢量[14-15]提高控制性能。文献[12]对 Vienna 整流器使用代价函数计算得到的最优矢量和次优矢量，构成双矢量组合并优化调整矢量的动作顺序，以提高控制系统的跟踪精度，减小输入电流的纹波；文献[14]根据最近三矢量原则，在 1 个周期内使用 3 个矢量，进一步提高控制精度，同时根据直流侧中点电位的波动优选冗余小矢量，实现无权重因子的中点电位平衡控制；文献[15]在每个扇区内，通过优选代价函数最小值所对应的 3 个电压矢量，进而实现较好的稳态和动态性能。采用基于占空比的矢量方法需要在每个周期内计算矢量的作用时间，算法烦琐且增加计算量。另一种方法是拓展备选矢量集的数量，提高控制精度，文献[16-18]提出使用实矢量组合成虚拟矢量的方法扩充矢量数量，实现较好的电流跟踪效果。但是较多的矢量数量会使模型预测控制在寻优过程，增加计算量；较少的矢量数量又会造成控制性能提升不明显，同时难以兼顾降低电流谐波和控制中点电位平衡。

针对传统 FCS-MPC 控制精度依赖于采样频率，尤其是低频下每个周期只能输出单一矢量、控制效果较差的情况，本文提出了一种基于虚拟矢量的有限控制集-模型预测控制 VVFCS-MPC(virtual vector FCS-MPC)策略。在每个控制周期中采用基本矢量组合输出多个电压矢量，具有稳态性能好的特点。该方法根据输入电流和电压极性选择实际电压矢量，消除电流畸变问题；基于选择后的实际矢量线性组合成虚拟矢量，增加矢量数量，构建虚拟矢量空间，降低电流纹波，从而提高电流质量；此外还根据虚拟矢量对中点电位的影响，实现无权重因子下的中点电位平衡控制。

1 Vienna 整流器 FCS-MPC

1.1 Vienna 整流器的数学模型

三相三电平 Vienna 整流器的拓扑结构如图 1 所示，由 3 对反并联 MOSFET(S_a、S_b、S_c)和 6 个二极管(D_1~D_6)组成。Vienna 整流器交流侧与电网相连，直流侧与负载相连。图中：R 和 L 分别为等效电阻和滤波电感；R_L 为直流侧负载；i_x(x=a, b, c)为相电流；i_O 为流入直流侧电容中点 O 的电流；C_P、C_N 分别为上、下 2 个电容；U_P、U_N 分别为 C_P、C_N 的电压；i_P、i_N 分别为流过 C_P 和 C_N 的电流。

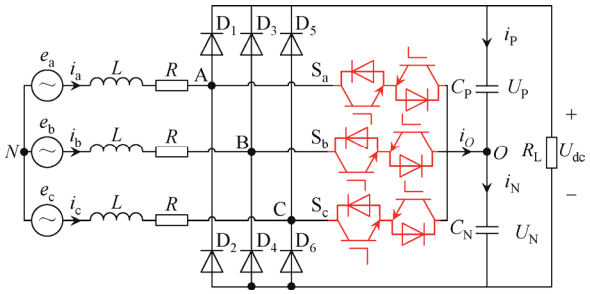


图 1 三相 Vienna 整流器主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit topology of three-phase Vienna rectifier

由 Vienna 整流器拓扑的特点可以发现，输出电压由电流方向和开关状态共同决定，具体见表 1，可以看出输入电压和电流的极性应该保持一致。

表 1 Vienna 整流器开关状态

Tab. 1 Vienna rectifier switching status

开关状态	电流方向	开关函数	输出电压
P	i_x>0	1	U_{dc}/2
O	i_x>0 i_x<0	0	0
N	i_x<0	−1	−U_{dc}/2

针对图 1 所示的拓扑结构，结合表 1 并使用基尔霍夫电压定律，Vienna 整流器在三相静止坐标系下的交流侧数学模型可以表示为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=e_a-Ri_a-u_a \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t}=e_b-Ri_b-u_b \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}=e_c-Ri_c-u_c \end{cases} \tag{1}$$

式中：L 为电感；$e_x(x=\mathrm{a,b,c})$ 为电网电压；u_x 为三相桥臂输出电压。

对式(1)进行 Clarke 变换可得 Vienna 整流器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t}=e_\alpha-Ri_\alpha-u_\alpha \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t}=e_\beta-Ri_\beta-u_\beta \end{cases} \tag{2}$$

使用向前欧拉法得到离散状态下的预测电流表达式为

$$i_y(k+1)=\frac{T_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}[e_y(k)-u_y(k)]+\left(1-\frac{RT_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\right)i_y(k)$$
$$y=\alpha,\beta \tag{3}$$

式中：k 为采样时刻；T_s 为采样周期；$i_y(k)$ 和 $e_y(k)$ 分别为第 k 时刻输入电流和电网电压。

对于 Vienna 整流器的直流侧，假设 C_P=C_N=C，直流侧电流 i_P、i_N、i_O 可表示为

$$\begin{cases} i_\mathrm{P}=C\dfrac{\mathrm{d}U_\mathrm{P}}{\mathrm{d}t} \\ i_\mathrm{N}=C\dfrac{\mathrm{d}U_\mathrm{N}}{\mathrm{d}t} \\ i_O=i_\mathrm{N}-i_\mathrm{P} \end{cases} \tag{4}$$

使用向前欧拉法对式(4)进行离散化，推导得到 k+1 时刻的中点预测电压为

$$\Delta U(k+1)=-\frac{i_O(k)}{C}T_\mathrm{s}+\Delta U(k) \tag{5}$$

式中，$\Delta U(k)$ 为 $\Delta U_\mathrm{P}(k)$ 和 $\Delta U_\mathrm{N}(k)$ 在第 k 时刻的电压差值。

1.2 Vienna 整流器 FCS-MPC

对于 Vienna 整流器，传统的 FCS-MPC 方法有 2 个目标，包括电流参考跟踪和中点电压平衡。因此，代价函数可表示为

$$\mathrm{CF}(k)=|i_\alpha^*(k+1)-i_\alpha(k+1)|+|i_\beta^*(k+1)-i_\beta(k+1)|+$$
$$\lambda_1\left|U_\mathrm{P}(k+1)-U_\mathrm{N}(k+1)\right| \tag{6}$$

式中，λ_1 为控制交流侧电流和直流侧中点电位的权重因子。电流参考值由拉格朗日外推法得到，具体为

$$\begin{cases} i_\alpha^*(k+1)=3i_\alpha^*(k)-3i_\alpha^*(k-1)+i_\alpha^*(k-2) \\ i_\beta^*(k+1)=3i_\beta^*(k)-3i_\beta^*(k-1)+i_\beta^*(k-2) \end{cases} \tag{7}$$

由式(6)可知，模型预测迭代寻优计算过程共需要 25 次电流计算、25 次电容电压计算和 25 次代价函数寻优，计算负担较大。然而每个采样周期只采用 1 个电压矢量，电流纹波仍然较大，且权重因子的取值困难。针对传统 FCS-MPC 方法存在的问题，本文提出一种适用于 Vienna 整流器的 VVFCS-MPC 策略。

2　VVFCS-MPC 方法

本文所提适用于 Vienna 整流器的 VVFCS-MPC 策略如图 2 所示。

2.1 虚拟矢量构建

受限于传统 FCS-MPC 控制精度严重依赖于采样频率的缺点，可以在采样频率不变的情况下增加控制集矢量数量来提高控制精度。即 T_s 一定时，通过对 8 个基本矢量进行线性组合，在电压矢量空间位置上构建新的矢量来提高控制效果。新增加的矢量即虚拟矢量，由于虚拟矢量的位置是固定的，相对于多矢量控制方法无需进行复杂的矢量选取和时间计算，因此相比传统方法简单灵活，同时又提高了控制性能。定义虚拟矢量的合成方式为

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_\mathrm{v}=\sum\limits_{i=1,2,3}d_i\boldsymbol{u}_i \\ d_1+d_2+d_3=1 \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{u}_i$ 为基本矢量；$\boldsymbol{u}_\mathrm{v}$ 为虚拟矢量；d_i 为矢量的占空比，d_i=t_i/T_s。将 3 个基本矢量和虚拟矢量的坐标代入式(8)进行离线求解，得到每个 $\boldsymbol{u}_\mathrm{v}$ 的占空比。

如图 3 所示，综合考虑电压跟踪误差、平均开关频率及矢量数量对实现 MPC 的复杂性，本文提出一种由 6 个基本矢量($\boldsymbol{V}_0$，$\boldsymbol{V}_{1+}$，$\boldsymbol{V}_{1-}$，$\boldsymbol{V}_2$，$\boldsymbol{V}_3$，$\boldsymbol{V}_4$)和 8 个虚拟矢量($\boldsymbol{V}_5$，$\boldsymbol{V}_6$，$\boldsymbol{V}_7$，$\boldsymbol{V}_8$，$\boldsymbol{V}_9$，$\boldsymbol{V}_{10}$，$\boldsymbol{V}_{11}$，$\boldsymbol{V}_{12}$)构成的矢量集。新增加的虚拟矢量可以有不同的组合方式，本文采用固定占空比的方式合成虚拟矢量，合成方式见表 2。

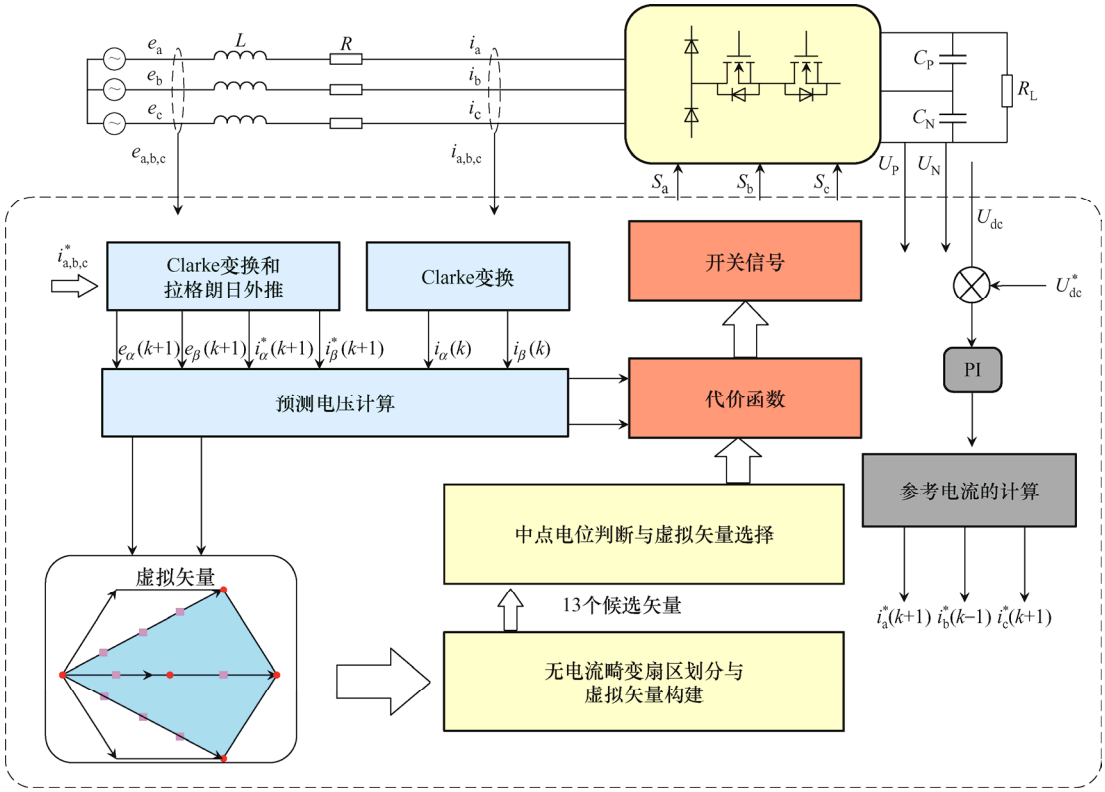


图 2 Vienna 整流器 VVFCS-MPC 框图

Fig. 2 Block diagram of VVFCS-MPC for Vienna rectifier

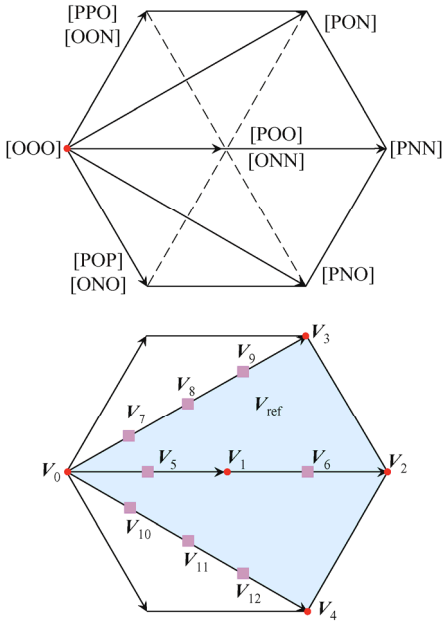


图 3 虚拟矢量

Fig. 3 Virtual vectors

2.2 虚拟矢量的无畸变电流控制

由于 Vienna 整流器的特殊拓扑结构，其输出电压由电流方向和开关状态共同决定，因此虚拟矢量的合成必须考虑电流畸变问题。电流与电压极性不匹配会引起电流畸变，因此，在每个小扇区内，删除能够在当前扇区和另外 2 个相邻扇区引起畸变的电压矢量。Vienna 整流器的 6 个扇区矢量空间如图 4 所示，假设参考电压矢量位于扇区Ⅰ，则电流畸变的小矢量[PPO]、[POP]不会被使用。只有[OOO]、[OON]、[ONO]、[POO]、[ONN]、[PON]、[PNO]、[PNN]参与虚拟矢量的合成，因此由实矢

表 2 虚拟矢量合成方式

Tab. 2 Virtual vector compositing

虚拟矢量	合成方式
$\boldsymbol{V}_5$	$0.5\boldsymbol{V}_0+0.5\boldsymbol{V}_1$
$\boldsymbol{V}_6$	$0.5\boldsymbol{V}_1+0.5\boldsymbol{V}_2$
$\boldsymbol{V}_7$	$0.75\boldsymbol{V}_0+0.25\boldsymbol{V}_3$
$\boldsymbol{V}_8$	$0.5\boldsymbol{V}_0+0.5\boldsymbol{V}_3$
$\boldsymbol{V}_9$	$0.25\boldsymbol{V}_0+0.75\boldsymbol{V}_3$
$\boldsymbol{V}_{10}$	$0.75\boldsymbol{V}_0+0.25\boldsymbol{V}_4$
$\boldsymbol{V}_{11}$	$0.5\boldsymbol{V}_0+0.5\boldsymbol{V}_4$
$\boldsymbol{V}_{12}$	$0.25\boldsymbol{V}_0+0.75\boldsymbol{V}_4$

量合成的虚拟矢量也不会引起电流畸变。同理，分析其他扇区的矢量选取规则见表 3。

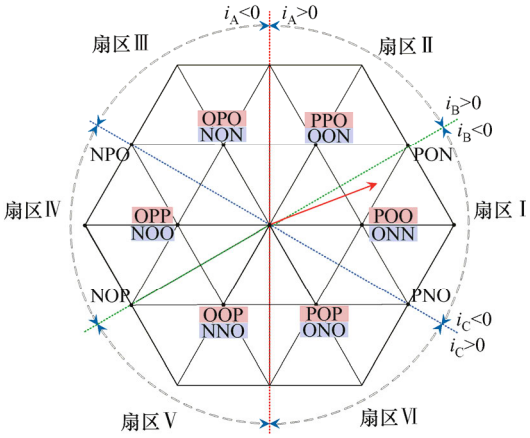


图 4　基于虚拟矢量的空间矢量平面扇区划分

Fig. 4 Space vector plane sector division based on virtual vectors

表 3　无电流畸变基本矢量选取规则

Tab. 3 Basic vector selection rules without current distortion

小扇区	无电流畸变的基本矢量	畸变矢量
Ⅰ	[OOO][OON][ONO][POO] [ONN][PON][PNO][PNN]	[PPO][POP]
Ⅱ	[OOO][OPO][PPP][PPO] [OON][OPN][PON][PPN]	[NON][ONN]
Ⅲ	[OOO][NOO][OON][OPO] [NON][NPO][OPN][NPN]	[OPP][PPO]
Ⅳ	[OOO][OOP][OPO][OPP] [NOO][NOP][NPO][NPP]	[NNO][NON]
Ⅴ	[OOO][ONO][NOO][OOP] [NNO][ONP][NOP][NNP]	[OPP][POP]
Ⅵ	[OOO][POO][OOP][POP] [ONO][PNO][ONP][PNP]	[NNO][ONN]

2.3　虚拟矢量的中点电位平衡控制

采用虚拟矢量抑制电流纹波的控制策略未考虑中点电位平衡问题，Vienna 整流器作为一种特殊的三电平整流拓扑，需要对中点电位平衡进行控制。中点电位由 U_P 和 U_N 的差值表征，不同电压矢量对中点电位的作用效果存在差异，其中小矢量对中点电位波动的影响最为显著。

以扇区Ⅰ为例分析电压矢量对中点电位的影响，如图 5 所示，2 个直流侧电容的电压变化量由流入中点 O 电流的极性决定，中矢量[PNO]、[PON]降低中点电压，扇区中心小矢量[POO]降低中点电压，[ONN]提高中点电压，相邻小矢量[ONN]、[ONO]降低中点电压。基于基本矢量的分析，由于虚拟矢量是由基本矢量组合而成的，因此虚拟矢量同样对中点电压有调节作用。

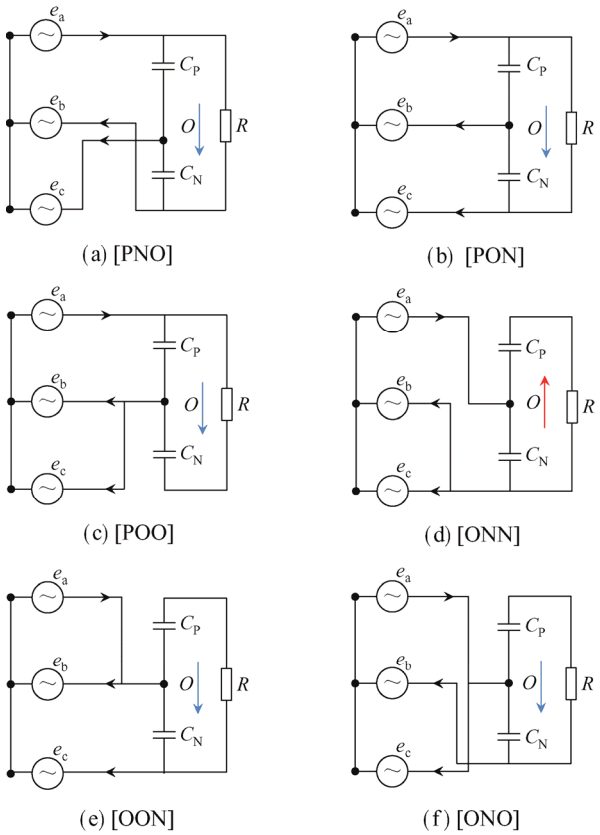


图 5　扇区Ⅰ矢量分析

Fig. 5 Vector analysis of Sector Ⅰ

三电平拓扑中，小矢量可分为 P 型与 N 型 2 类（对应表 1 开关状态）：P 型小矢量输出包含直流侧正端 P 电平，N 型小矢量输出包含直流侧负端 N 电平，同一组 P、N 小矢量幅值相等，但对中点电位的作用相反。以扇区Ⅰ为例分析各个矢量对中点电压的影响，具体如下。

(1)基本矢量：$\boldsymbol{V}_0$，$\boldsymbol{V}_{1+}$，$\boldsymbol{V}_{1-}$，$\boldsymbol{V}_2$，$\boldsymbol{V}_3$，$\boldsymbol{V}_4$。大矢量 $\boldsymbol{V}_2$ 和零矢量 $\boldsymbol{V}_0$ 对中点电压无影响；中矢量 $\boldsymbol{V}_3$、$\boldsymbol{V}_4$ 在不同的扇区内对中点电位影响不同，在扇区Ⅰ、Ⅲ、Ⅴ中降低中点电压，在扇区Ⅱ、Ⅳ、Ⅵ提高中点电压；P 型小矢量 $\boldsymbol{V}_{1+}$ 降低中点电压；N 型小矢量 $\boldsymbol{V}_{1-}$ 提高中点电压。

(2)可调节矢量：既可以由 P 型矢量，也可以由 N 型矢量组成的虚拟矢量，见表 4。$\boldsymbol{V}_5$、$\boldsymbol{V}_6$ 由于处在矢量空间中的特殊位置，可以根据 U_{P} 与 U_{N} 的差值选择由 N 型小矢量或 P 型小矢量进行合成，因此可以通过其调节中点电压。

表 4 可调节中点电压平衡控制

Tab. 4 Adjustable midpoint voltage balance control

虚拟矢量	$U_{\mathrm{P}}>U_{\mathrm{N}}$	$U_{\mathrm{P}}<U_{\mathrm{N}}$
$\boldsymbol{V}_5$	[ONN]-[OOO]	[POO]-[OOO]
$\boldsymbol{V}_6$	[ONN]-[PON]	[POO]-[PON]

(3)单一类型(P 型或 N 型或零矢量)组合而成的虚拟矢量。$\boldsymbol{V}_7$、$\boldsymbol{V}_8$、$\boldsymbol{V}_9$、$\boldsymbol{V}_{10}$、$\boldsymbol{V}_{11}$、$\boldsymbol{V}_{12}$ 无法实现中点电位的自由调节，因此在虚拟矢量组合时将基本矢量与零矢量组合构成，以降低对中点电位的影响。

在确定虚拟矢量组合的基础上，中点电压平衡控制流程如图 6 所示。中点电位判断流程具体为：首先判断中点电压偏差，若 $U_{\mathrm{P}}>U_{\mathrm{N}}$，则选择具备中点调节能力的 N 组合虚拟矢量，反之选择 P 组合虚拟矢量；然后再进行模型预测的寻优过程。通过这种方法可以消除代价函数中关于中点电压控制的权重因子项，减少了繁重的参数整定过程。

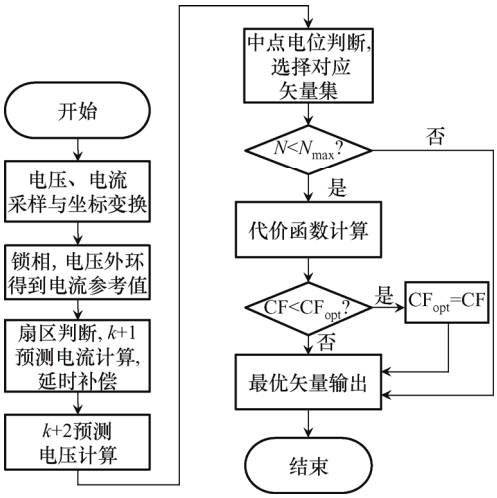


图 6 中点电压控制流程

Fig. 6 Flow chart of neutral-point voltage control

同时为了减少计算负担，将电流预测改为电压预测，根据式(2)可得基于电压矢量的预测模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^*(k+1) \\ u_\beta^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k+1) \\ e_\beta(k+1) \end{bmatrix} - \frac{RT_{\mathrm{s}}+L}{T_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} i_a^*(k+1) \\ i_\beta^*(k+1) \end{bmatrix} + \frac{L}{T_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} i_a(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \tag{9}$$

式中，$u_\alpha^*(k+1)$ 和 $u_\beta^*(k+1)$ 为 k+1 时刻的参考电压。

因此，新的不包含权重因子的代价函数定义为

$$\mathrm{CF}_{\mathrm{opt}}(k) = \left|u_\alpha^*(k+1) - u_\alpha(k+1)\right| + \left|u_\beta^*(k+1) - u_\beta(k+1)\right| \tag{10}$$

3 实验验证

为了验证所提 VVFCS-MPC 策略的有效性，以传统 FCS-MPC 进行对比分析。制作如图 7 所示的实验样机，并基于 dSPACE 控制器搭建实验平台。实验平台由辅助电源、dSPACE 控制器、上位机、Vienna 整流器主拓扑电路和驱动电路、采样和软启动电路、调压器、负载组成。核心功率器件 SiC MOSFET 的型号为 C2M0080120D，二极管型号为 APT30DQ120BG，其中主电路的相关参数见表 5。

稳态实验波形如图 8 所示，可以看出，传统的 FCS-MPC 网侧电流有明显的电流畸变，而所提控制策略具有更好的稳态性能，输入电流纹波更小，电流 THD 更低。在不同的情况下，2 种方法的输入电流和输入电压同相位，实现单位功率因数；并网电流静态输出响应得到显著改善，网侧电流 THD 下降明显，并且直流侧电压波形平稳。

图 9 和图 10 分别给出了系统负载突增和突减时 2 种控制方法的动态实验波形对比，其中负载突增时初始负载为 75 Ω，负载突变后为 50 Ω。负载突减时初始负载为 50 Ω，负载突变后为 75 Ω。传统 FCS-MPC 方法和本文所提方法都能够实现快速跟踪参考值，并且控制器迅速响应且无过冲现象，输出电压仍然跟踪参考值 160 V，无明显畸变。区别在于当采用传统 FCS-MPC 时，网侧电流质量更差，尤其是波峰和波谷处均存在畸变，在负载突变前、后均存在较明显的纹波。

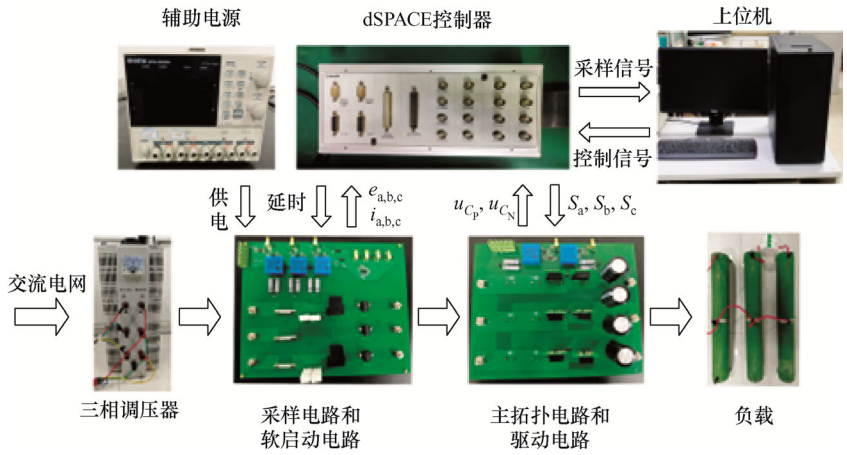


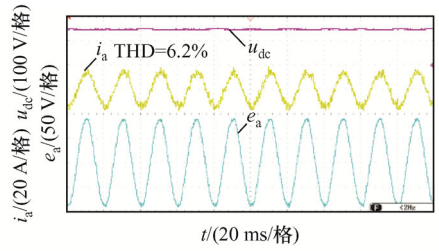
图 7　Vienna 整流器实验平台

Fig. 7 Experimental platform of Vienna rectifier

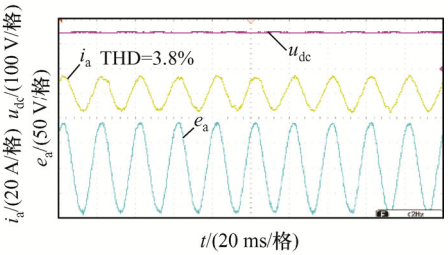
表 5　实验参数

Tab. 5 Experimental parameters

参数	数值/型号
电网电压幅值 e/V	80
直流侧输出电压 u_{dc}/V	160
直流侧电容 C_P、C_N/μF	2000
控制器	DSPACE1104
负载电阻 R_L/Ω	50/75
滤波电感 L/mH	5
采样频率 f_s/kHz	10
功率器件 SiC MOSFET	C2M0080120D



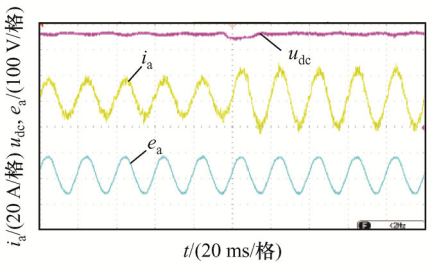
(a) FCS-MPC



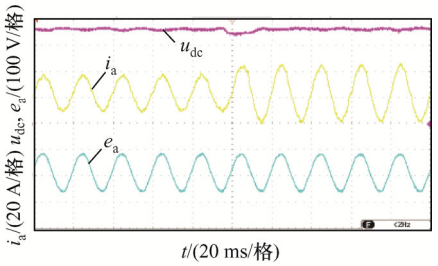
(b) VVFCS-MPC

图 8　在 75 Ω 负载下的稳态实验波形

Fig. 8 Steady-state experimental waveforms at a 75 Ω load



(a) 传统FCS-MPC

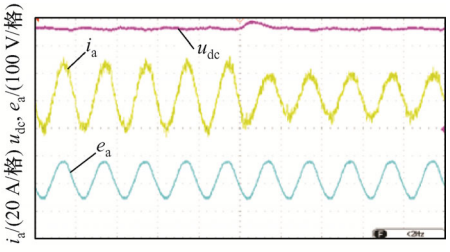


(b) VVFCS-MPC

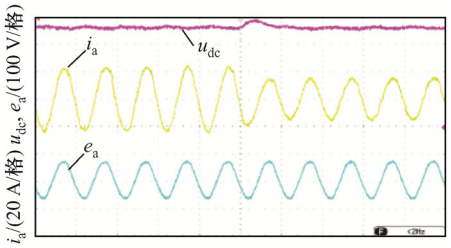
图 9　负载突增动态实验波形

Fig. 9 Dynamic experimental waveforms under load step-up

图 11 为直流侧的正、负母线输出波形。传统的 FCS-MPC 直流侧上、下电容电压波动约为 6 V，本文所提 VVFCS-MPC 方法直流侧上、下电容电



(a) 传统FCS-MPC

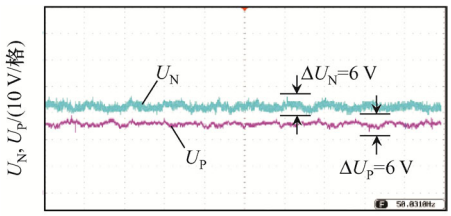


(b) VVFCS-MPC

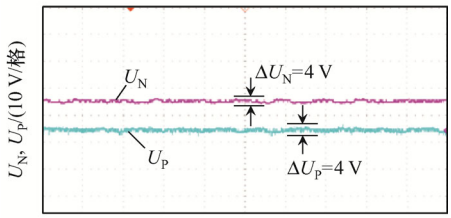
图 10 负载突减动态实验波形

Fig. 10 Dynamic experimental waveforms under load step-down

压波动约为 4 V。由图可知，本文所提控制策略下正、负母线电压波动均更小，中点电位保持平衡，进一步说明了本文所提控制方案的有效性。



(a) 传统FCS-MPC



(b) VVFCS-MPC

图 11 中点电压实验波形

Fig. 11 Neutral-point voltage experimental waveforms

将图 8~图 11 的数据汇总对比，结果见表 6。

表 6 传统 FCS-MPC 策略与所提 VVFCS-MPC 策略实验数据对比

Tab. 6 Comparison of experimental data between the traditional FCS-MPC strategy and the proposed VVFCS-MPC strategy

控制方法	网侧电流 THD/%	中点电压波动/V
FCS-MPC	6.2	6
VVFCS-MPC	3.8	4

算法的计算量是模型预测控制需要重点关注的指标之一。为了验证所提 VVFCS-MPC 策略的优越性，使用 dSPACE 控制器测量得到预测控制的计算时间和参数的采样时间，在同一套控制系统下可认为参数的采样时间相同，图 12 给出了传统 FCS-MPC 策略和所提 VVFCS-MPC 策略的算法执行时间对比。可以看出，本文所提策略占用的计算资源更少，与传统 FCS-MPC 相比，对控制器的要求更低。

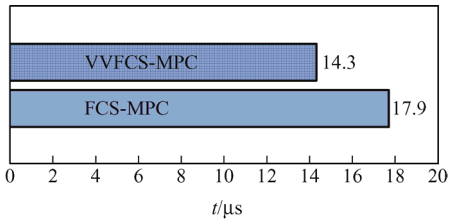


图 12 控制策略执行时间对比

Fig. 12 Comparison of control strategy execution time

4 结论

Vienna 整流器广泛地应用于电动汽车充电领域，提高其控制性能对电网侧电能质量和电动汽车的使用寿命具有重要意义。基于此，本文提出了 VVFCS-MPC 策略，即通过额外增加的虚拟矢量提高控制性能，降低电流纹波，同时实现无权重因子的中点电压平衡控制。通过仿真实验得出以下结论：

(1)相比传统 FCS-MPC 的单矢量控制，采用虚拟矢量扩充矢量集能够有效减小电流脉动和电流谐波含量，实验结果表明电流 THD 由 6.2%降低至 3.8%，提高了 Vienna 整流器的稳态性能；

(2)利用虚拟矢量提高了控制中点电位波动能力，电压波动由 6 V 降低至 4 V，同时消除了模型预测方法中电流控制和中点电位平衡控制之间的权重系数，简化了控制结构。

参考文献：

[1] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1893-1904.

Zhou Xiaoxin, Chen Shuyong, Lu Zongxiang, et al. Technology features of the new generation power system in China [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 1893-1904. (in Chinese)

[2] Li Xing, Sun Yao, Wang Hui, et al. A hybrid control scheme for three-phase Vienna rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 629-640.

[3] Kolar J W, Zach F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4): 456-467.

[4] 王朝晖, 冯凌, 杨顺风, 等. 基于 NPC 型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 79-87.
Wang Zhaohui, Feng Ling, Yang Shunfeng, et al. Improved model predictive control strategy with fixed switching frequency based on NPC three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 79-87. (in Chinese)

[5] 郑伟杰, 周扬忠. 基于有限电压矢量集优化的永磁同步电动机模型预测瞬时转矩控制[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 213-223.
Zheng Weijie, Zhou Yangzhong. Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 213-223. (in Chinese)

[6] 汪凤翔, 杨奥, 于新红, 等. 基于自适应超螺旋滑模观测器的三相 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1859-1870.
Wang Fengxiang, Yang Ao, Yu Xinhong, et al. Model-free predictive current control for three-phase Vienna rectifier based on adaptive super-twisting sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1859-1870. (in Chinese)

[7] 汪逸哲, 黄晟, 廖武, 等. 基于新型虚拟矢量调制方法的 IPMSM 模型预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2422-2433.
Wang Yizhe, Huang Sheng, Liao Wu, et al. IPMSM model predictive current control method based on a novel virtual vector modulation method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2422-2433. (in Chinese)

[8] 魏尧, 柯栋梁, 黄东晓, 等. 基于超局部化时间序列的永磁同步电机无模型预测电流滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1022-1032.
Wei Yao, Ke Dongliang, Huang Dongxiao, et al. Model-free predictive sliding mode control using ultra-localized time-series for permanent magnet synchronous motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1022-1032. (in Chinese)

[9] 张锦, 於锋, 高磊, 等. Vienna 整流器模型预测电流控制优化方案研究[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 110-117.
Zhang Jin, Yu Feng, Gao Lei, et al. Research on optimization scheme for model predictive current control of Vienna rectifier [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 110-117. (in Chinese)

[10] Lee J S, Lee K B. Predictive control of Vienna rectifiers for PMSG systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2580-2591.

[11] 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.

[12] Feng Xingtian, Dai Zhanjiang, Song Xu. An optimal double-vector finite set model predictive control strategy based on deadbeat for Vienna rectifier [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2024, 19(7): 4407-4419.

[13] 高曼曼, 龙珊珊, 王飞, 等. 基于双矢量的三电平 PFC 中点电位平衡无权重型模型预测控制[J]. 电源学报, 2024, 22(1): 41-48.
Gao Manman, Long Shanshan, Wang Fei, et al. Neutral-point potential balance unweighted factor model predictive control of three-level PFC based on double vectors [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(1): 41-48. (in Chinese)

[14] 刘述喜, 任海峰, 郭强, 等. 基于三矢量的并网逆变器模型预测直接功率控制[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 107-117.
Liu Shuxi, Ren Haifeng, Guo Qiang, et al. Three-vector-based model predictive direct power control for grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 107-117. (in Chinese)

[15] 党超亮, 王飞, 刘丁, 等. 基于优选矢量合成的 Vienna 整流器滑模预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8699-8707.
Dang Chaoliang, Wang Fei, Liu Ding, et al. Sliding mode predictive control of Vienna rectifier based on optimal vector synthesis [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8699-8707. (in Chinese)

[16] Lee J S, Bak Y, Lee K B, et al. MPC-SVM method for Vienna rectifier with PMSG used in Wind Turbine Systems [C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2016: 3416-3421.

[17] 朱文杰, 陈昌松, 段善旭. 一种基于离散空间矢量调制的 Vienna 整流器模型预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6008-6016.
Zhu Wenjie, Chen Changsong, Duan Shanxu. A model predictive control method with discrete space vector modulation of Vienna rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6008-6016. (in Chinese)

[18] Lee J S, Lee K B, Blaabjerg F. Predictive control with discrete space-vector modulation of Vienna rectifier for driving PMSG of wind turbine systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12368-12383.



冯兴田

作者简介：

冯兴田(1978—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子技术应用，电能质量分析控制与治理技术。E-mail：topfxt@163.com。

宋旭(1998—)，男，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：694183868@qq.com。

孟祥龙(2000—)，男，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：694183868@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：重庆市人民政府网