DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.290 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

一种 VIENNA 整流器空间矢量调制的快速算法

江雨昶[1,2](中国电源学会会员)，蒋云昊[1,2]，袁 雷[1,2]，徐岸非[1,2]
(1.湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室，武汉 430068；
2. 襄阳湖北工业大学产业研究院，襄阳 441100)

摘要：针对 VIENNA 整流器的空间矢量调制 SVM(space vector modulation)传统算法存在计算量大、方法复杂、数字化实现困难等问题，提出了一种实现 VIENNA 整流器 SVM 的快速算法。此算法无需进行坐标变换，避免了大量的开方运算以及三角函数运算，仅需简单的逻辑判断和加减运算便可快速确定三相驱动信号占空比，便于数字化实现并节省了 DSP 的时间资源。另外，基于此算法重新设计了中点电位平衡控制策略。最后，通过 MATLAB 仿真和硬件平台实验，验证了所提快速算法的有效性。

关键词：VIENNA 整流器；空间矢量调制；中点电位平衡控制

Fast Algorithm for Space Vector Modulation of VIENNA Rectifier

JIANG Yuchang[1,2], *Member, CPSS*, JIANG Yunhao[1,2], YUAN Lei[1,2], XU Anfei[1,2]
(1. Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China; 2. Xiangyang Industrial Institute, Hubei University of Technology, Xiangyang 441100, China)

Abstract: Since the traditional algorithm for the space vector modulation (SVM) of a VIENNA rectifier is computationally intensive, complicated and difficult to implement digitally, a fast algorithm for implementing the SVM of the VIENNA rectifier is proposed in this paper. This algorithm does not require coordinate transformation, avoids a large number of root square and trigonometric operations, and only requires simple logic judgment and addition and subtraction operations to quickly determine the duty cycle of a three-phase drive signal, which is easy to implement digitally and saves the time resources of DSP. In addition, a neutral point voltage control strategy is redesigned accordingly. Finally, the effectiveness of the proposed fast algorithm was verified by MATLAB simulations and experiments conducted on a hardware platform.

Keywords: VIENNA rectifier; space vector modulation (SVM); neutral point voltage control

收稿日期：2022-06-13；**修回日期**：2022-08-22；**录用日期**：2022-09-16；**网络首发日期**：2022-11-25
基金项目：太阳能高效利用湖北省协同创新中心开放研究基金项目(HBSKFZD2015002)；湖北工业大学襄阳产业研究院项目(XYYJ2022C11)；湖北省科技创新专项重大项目(2019AAA018)
This work is supported by the Major Project of Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy under the grant HBSKFZD2015002; Xiangyang Industrial Institute Project of Hubei University of Technology under the grant XYYJ2022C11; Hubei Provincial Technology Innovation Special Major Project under the grant 2019AAA018

空间矢量调制 SVM(space vector modulation)策略最早使用在三相两电平逆变器中，由于其具有谐波含量小、电压利用率高等优势，目前在 VIENNA 整流器中得到了较为广泛的应用[1]。

由于传统 SVM 算法包含大量的三角函数运算和开方运算，不便于数字化的实现[2-4]。目前已有很多文献提出了基于 VIENNA 整流器 SVM 的优化算法，如：文献[5]提出了一种利用两电平等效的简化方法，将三电平等效到两电平空间矢量中进行

调制计算，但此方法需要大量的坐标变换，同样不便于数字化的实现；文献[6]进而提出了一种辅助区域判断的空间矢量调制算法，此方法有利于数字化的实现，但仅针对单位功率因数状态的分析；文献[7]提出了虚拟空间矢量调制算法，解决了由中矢量引起的中点电压不能完全平衡控制的问题，但增加了开关使用率，减少了开关寿命；文献[8]提出了一种中点电位振荡抑制的空间矢量调制方法，通过计算中点电位补偿系数，将补偿量注入零序分量实现调制，虽然该方法的中点电位平衡控制方法很有效，但其数字化实现很复杂；文献[9]提出了一种基于载波脉宽调制的简化等效空间矢量脉宽调制 ESVPWM(equivalent SVPWM)，此方法兼备 SPWM 和 SVPWM 的双重优点；文献[10]在文献[9]基础上通过在零序分量中加入平衡因子来控制中性点电位平衡；文献[11]在 SVPWM 中引入冗余矢量的概念，提出了一种改进的 VIENNA 整流器单周期控制；文献[12]提出一种过零钳位的空间矢量调制方法，通过分配输入电流过零点附近扇区内的冗余矢量，解决了过零点产生畸变的问题，但会增加中点电压的波动；文献[13]提出了一种基于 VIENNA 整流器的不连续空间矢量优化调制策略，其实现过程依然包含三角函数的运算，不利于数字化实现。

综上可知，如何采用简易快速的调制方式，从而便于数字化实现，提高系统实时性能，是当前需要去研究的一个热点问题。本文借鉴以上方法，提出一种基于 VIENNA 整流器的 SVM 快速算法。

1　SVM 的基本原理

VIENNA 整流器电路拓扑如图 1 所示，其结构包括滤波电感、整流桥、双向开关管和母线电容。图 1 中：U_a、U_b、U_c 为三相输入电压；L 为滤波电感；C_1、C_2 为母线电容；R_L 为负载；i_a、i_b、i_c 分别为三相输入电流；i_{ap}、i_{bp}、i_{cp} 分别为流经二极管 D_1、D_3、D_5 的电流；i_{an}、i_{bn}、i_{cn} 分别为流经二极管 D_2、D_4、D_6 的电流；i_p 为流经二极管 D_1、D_3、D_5 的总电流；i_n 为流经二极管 D_2、D_4、D_6 的总电流；i_m 为中点电流；i_o 为输出电流。

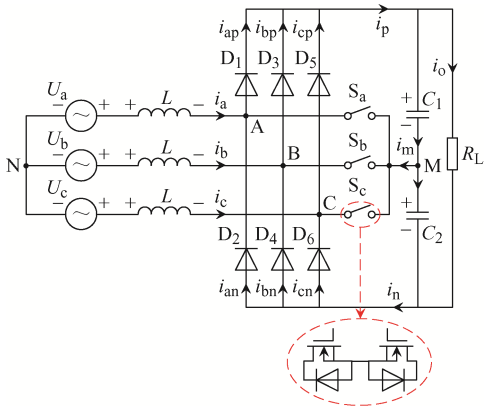


图 1　VIENNA 整流器拓扑

Fig. 1 Topology of VIENNA rectifier

定义 VIENNA 整流器三相桥臂的开关状态为

$$S_x=\begin{cases}1 & \mathrm{S}_x\text{断开},i_x>0,\text{输出电压为}V_{\mathrm{dc}}/2\\ 0 & \mathrm{S}_x\text{闭合},\text{输出电压为}0\\ -1 & \mathrm{S}_x\text{断开},i_x<0,\text{输出电压为}-V_{\mathrm{dc}}/2\end{cases} \tag{1}$$

式中，S_x 和 S_x 分别为 x 桥臂的开关和开关状态，$x=\mathrm{a,b,c}$。

根据式(1)可得三相桥臂的输出电压表达式为

$$\begin{cases}V_{\mathrm{a}}=S_{\mathrm{a}}V_{\mathrm{dc}}/2\\ V_{\mathrm{b}}=S_{\mathrm{b}}V_{\mathrm{dc}}/2\\ V_{\mathrm{c}}=S_{\mathrm{c}}V_{\mathrm{dc}}/2\end{cases} \tag{2}$$

式中：V_{dc} 为输出母线电压；V_{a}、V_{b}、V_{c} 为三相桥臂的输出电压。根据式(2)可以得到 27 种开关组合，每种组合对应 VIENNA 整流器的一种工作状态，根据 VIENNA 整流器特性，三相桥臂开关不能同时导通和关断，故 VIENNA 整流器空间矢量调制只有 25 种开关组合，分别对应 25 个空间矢量。电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$ 的表达式为

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}=\frac{2}{3}\left(V_{\mathrm{a}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}0}+V_{\mathrm{b}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2}{3}\pi}+V_{\mathrm{c}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2}{3}\pi}\right) \tag{3}$$

定义桥臂中点电位状态 P、O、N 分别对应 $+V_{\mathrm{dc}}/2$、0、$-V_{\mathrm{dc}}/2$ 这 3 种电平状态，可得空间矢量

分布，它由 1 个零矢量、6 对长度为$V_{dc}/3$ 的冗余小矢量、6 个长度为$\sqrt{3}V_{dc}/3$ 的中矢量和 6 个长度为$2V_{dc}/3$ 的大矢量组成，如图 2 所示。

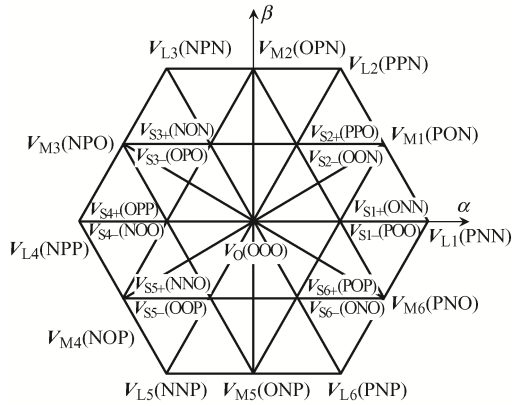


图 2 VIENNA 整流器空间矢量分布

Fig. 2 Distribution of space vectors of VIENNA rectifier

在图 2 中，以 $\boldsymbol{V}_{L1}$ 起始，沿逆时针方向每隔 60°划分 1 个主扇区，标为Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ、Ⅵ号主扇区。如图 3 所示，将Ⅰ号主扇区细分为 4 个小三角形区域①~④，定义 $\boldsymbol{V}_\alpha$、$\boldsymbol{V}_\beta$ 为参考矢量 $\boldsymbol{V}_{ref}$ 在 α、β 坐标轴上的投影，则有

$$\begin{cases}\boldsymbol{V}_\alpha=\boldsymbol{V}_{ref}\cos\theta\\ \boldsymbol{V}_\beta=\boldsymbol{V}_{ref}\sin\theta\end{cases} \tag{4}$$

式中，θ 为逆时针旋转的角度，θ 的取值为 $k\pi/3$，k 为主扇区编号。

其余扇区的判断方法与Ⅰ号主扇区类似，只需要将对应的 θ 归一化到Ⅰ号主扇区，再进行小三角区域判断即可。$\boldsymbol{V}_{ref}$ 的位置确定后，根据最近三矢量原则选取合成 $\boldsymbol{V}_{ref}$ 的 3 个基本电压矢量 $\boldsymbol{V}_0$、$\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_2$，其对应的作用时间分别为 T_0、T_1、T_2，作用时间总和为 T_s。以Ⅰ号主扇区为例进行说明，参考矢量合成示意如图 3 所示。

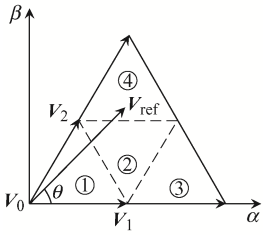


图 3 参考矢量合成示意

Fig. 3 Schematic of reference vector synthesis

根据伏秒平衡原理可得

$$\boldsymbol{V}_{ref}T_s=\boldsymbol{V}_0T_0+\boldsymbol{V}_1T_1+\boldsymbol{V}_2T_2 \tag{5}$$

3 个基本电压矢量的作用时间为

$$\begin{cases}T_0=T_s-2mT_s\sin(\pi/3+\theta)\\ T_1=2mT_s\sin(\pi/3-\theta)\\ T_2=2mT_s\sin\theta\end{cases} \tag{6}$$

式中，m 为调制比，$m=2V_{ref}/(\sqrt{3}V_{dc})$。

由式(6)可知，如果使用传统 SVM 算法，在计算矢量作用时间的步骤里需要运用到较多的三角函数运算，这必然会占用 DSP 大量的时间资源，不便于数字化的实现。传统 SVM 算法的详细步骤可参考文献[14]，本文不再赘述。

2 空间矢量调制快速实现算法

快速算法的扇区划分以滞后 α 轴−30°为起始，沿逆时针方向每隔 60°划分 1 个主扇区，划分情况如图 4 所示。

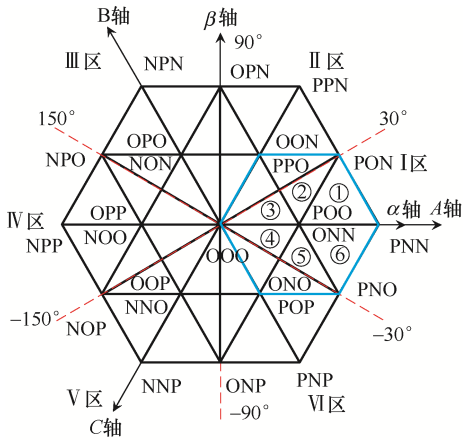


图 4 快速算法的扇区划分

Fig. 4 Sector division by fast algorithm

以目标矢量 $\boldsymbol{V}_r$ 处于Ⅰ号主扇区时为例，此时三相参考调制电压中 $V_{ra}>0$，$V_{rb}<0$，$V_{rc}<0$。由于滤波电感很小，可认为输入电压与输入电流保持同相位，亦可推出输入电流 I_s 与 $\boldsymbol{V}_r$ 同相位，因此在Ⅰ号主扇区内三相输入电流的方向都未发生改变($i_a>0$，$i_b<0$，$i_c<0$)，而 VIENNA 整流器 A 相桥臂中点电平为 P 和 O，B 相和 C 相桥臂中点电平则为 N 和 O，所以在Ⅰ号主扇区内 VIENNA 整流器只能够输出 OOO、ONO、PNO、POO、PNN、ONN、

PON、OON 这 8 个矢量。这 8 个基本矢量可构成 1 个正六边形，正六边形又可分为 6 个正三角形，从而构成了一个等效的两电平调制区域，则可按照两电平空间矢量的划分方式将主扇区划分为 6 个子扇区，划分方式如图 4 所示。

在快速算法的主扇区划分方式下，主扇区的判断将变得非常简单，仅需要判断三相参考调制电压 V_{ra}、V_{rb}、V_{rc} 的正负就可以断定，如图 5 所示。主扇区的判断条件见表 1。

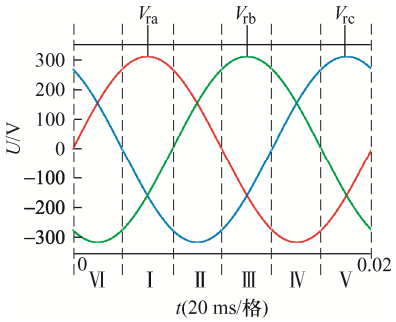


图 5　主扇区判断

Fig. 5 Judgment of main sector

表 1　主扇区判断条件

Tab. 1 Judgment condition of main sector

主扇区	判断条件
Ⅰ	$V_{ra}>0, V_{rb}<0, V_{rc}<0$
Ⅱ	$V_{ra}>0, V_{rb}>0, V_{rc}<0$
Ⅲ	$V_{ra}<0, V_{rb}>0, V_{rc}<0$
Ⅳ	$V_{ra}<0, V_{rb}>0, V_{rc}>0$
Ⅴ	$V_{ra}<0, V_{rb}<0, V_{rc}>0$
Ⅵ	$V_{ra}>0, V_{rb}<0, V_{rc}>0$

当目标矢量位于其他主扇区时，则可根据三相对称性，将目标矢量旋转到Ⅰ号主扇区内。在 $\alpha\beta$ 直角坐标系中，旋转变换矩阵 $\boldsymbol{C}_r$ 的表达式为

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = \boldsymbol{C}_r \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \tag{7}$$

在 abc 静止坐标系中，坐标变换矩阵 $\boldsymbol{T}_{abc}$ 的表达式为

$$\begin{bmatrix} V_{ra1} \\ V_{rb1} \\ V_{rc1} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{abc} \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{2-3}\boldsymbol{C}_r\boldsymbol{T}_{3-2} \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{T}_{2-3}$ 为从 $\alpha\beta$ 坐标系至 abc 坐标系下的变换矩阵；$\boldsymbol{C}_r$ 为旋转变换矩阵；$\boldsymbol{T}_{3-2}$ 为从 abc 坐标系至 $\alpha\beta$ 坐标系下的变换矩阵；V_{ra}、V_{rb}、V_{rc} 为目标矢量在 abc 静止坐标系下的坐标，即三相归一化(以 $V_{dc}/2$ 为基准)正弦调制波；V_{ra1}、V_{rb1}、V_{rc1} 为旋转至第Ⅰ扇区的目标矢量的坐标。可分别计算出目标矢量处于不同扇区时的坐标变换矩阵 $\boldsymbol{T}_{abc}$，并得到空间矢量旋转前后的 abc 坐标关系式，见表 2。

表 2　空间矢量旋转坐标关系式

Tab. 2 Expressions of relations for space vector rotation coordinates

扇区	旋转角度/(°)	旋转前后坐标关系式
Ⅰ	0	$V_{ra1}=V_{ra}$，$V_{rb1}=V_{rb}$，$V_{rc1}=V_{rc}$
Ⅱ	60	$V_{ra1}=-V_{rc}$，$V_{rb1}=-V_{ra}$，$V_{rc1}=-V_{rb}$
Ⅲ	120	$V_{ra1}=V_{rb}$，$V_{rb1}=V_{rc}$，$V_{rc1}=V_{ra}$
Ⅳ	180	$V_{ra1}=-V_{ra}$，$V_{rb1}=-V_{rb}$，$V_{rc1}=-V_{rc}$
Ⅴ	−60	$V_{ra1}=V_{rc}$，$V_{rb1}=V_{ra}$，$V_{rc1}=V_{rb}$
Ⅵ	−120	$V_{ra1}=-V_{rb}$，$V_{rb1}=-V_{rc}$，$V_{rc1}=-V_{ra}$

通过文献[15]可知，Ⅰ号主扇区内子扇区的判断只需要比较 V_{ra}、$V_{rb}+1$、$V_{rc}+1$ 的大小关系即可，3 个变量 6 种不同的排列顺序代表目标矢量处于 6 个不同子扇区，子扇区判断条件见表 3。

表 3　Ⅰ号主扇区内子扇区判断条件

Tab. 3 Judgment conditions of sub-sectors in No. 1 main sector

子扇区	判断条件
1	$V_{ra}>V_{rb}+1>V_{rc}+1$
2	$V_{rb}+1>V_{ra}>V_{rc}+1$
3	$V_{rb}+1>V_{rc}+1>V_{ra}$
4	$V_{rc}+1>V_{rb}+1>V_{ra}$
5	$V_{rc}+1>V_{ra}>V_{rb}+1$
6	$V_{ra}>V_{rc}+1>V_{rb}+1$

在Ⅰ号主扇区中，矢量作用的安排顺序为 POO→其他矢量→ONN→其他矢量→POO，而 ONN 和 POO 对应的开关状态为 100 和 011，则可推出Ⅰ号主扇区中各子扇区的占空比。Ⅰ号主扇区中各子扇区的三相驱动信号占空比如图 6 所示。

三相驱动信号是控制开关管通断的，只需要按照其对应的占空比产生驱动信号即可实现调制过程。目前已有文献实现了通过三相参考调制电压确

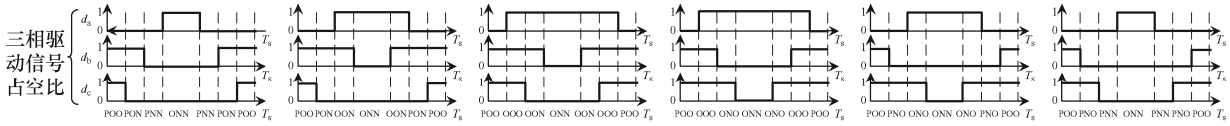


图 6 三相驱动信号占空比

Fig. 6 Duty cycle of three-phase drive signal

定矢量作用时间的快速调制算法[14]，而通过三相参考调制电压直接确定三相调制信号占空比的算法将会更快速。推导出的Ⅰ号主扇区桥臂输出电压标幺值状态、子扇区判断条件的状态和调制波的状态如图 7 所示。

根据图 7 可推导出调制波的状态。同理，若是

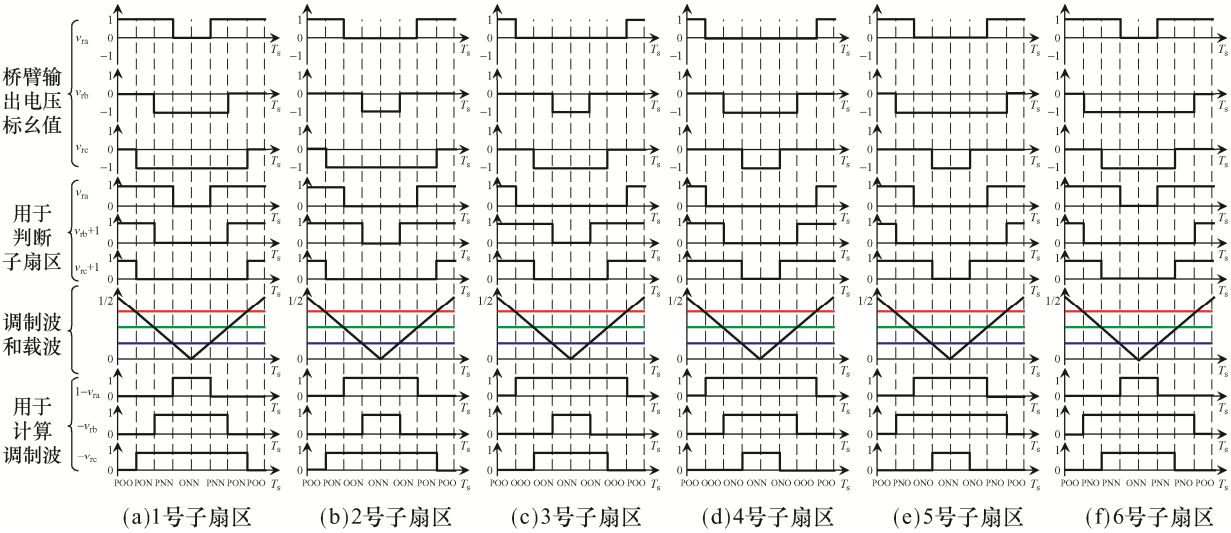


图 7 三相调制波的推导

Fig. 7 Derivation of three-phase modulation wave

目标矢量位于其他主扇区，则可根据表 2 所给出的关系式将目标矢量旋转到Ⅰ号主扇区，再进行三相调制波状态的推导。通过与三相驱动信号占空比对比发现，调制波和三角波比较产生的占空比 $d_{i1}(i=$ a, b, c)和三相驱动信号占空比 d_i 的关系为

$$\begin{cases} d_{\mathrm{a}} = d_{\mathrm{a1}} \\ d_{\mathrm{b}} = 1 - d_{\mathrm{b1}} \\ d_{\mathrm{c}} = 1 - d_{\mathrm{c1}} \end{cases} \tag{9}$$

同理可推出其余主扇区调制波和三角波比较产生的占空比 d_{i1} 和三相驱动信号占空比 d_i 的关系，见表 4。

表 4 产生的占空比与驱动信号占空比之间的关系式

Tab. 4 Expressions of relations between generated duty cycle and duty cycle of drive signal

主扇区	d_{i1} 与 d_i 的关系
Ⅰ	$d_{\mathrm{a}}=d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=1-d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=1-d_{\mathrm{c1}}$
Ⅱ	$d_{\mathrm{a}}=d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=1-d_{\mathrm{c1}}$
Ⅲ	$d_{\mathrm{a}}=1-d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=1-d_{\mathrm{c1}}$
Ⅳ	$d_{\mathrm{a}}=1-d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=d_{\mathrm{c1}}$
Ⅴ	$d_{\mathrm{a}}=1-d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=1-d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=d_{\mathrm{c1}}$
Ⅵ	$d_{\mathrm{a}}=d_{\mathrm{a1}}$；$d_{\mathrm{b}}=1-d_{\mathrm{b1}}$；$d_{\mathrm{c}}=d_{\mathrm{c1}}$

3 中点电位平衡控制

中点电位不平衡一直是三电平结构的一个焦点问题。该问题不仅会降低电容寿命，而且会导致电能质量变差，严重时会造成系统崩溃。在常规的 SVM 算法中，中点电位的平衡控制主要通过改变小矢量的作用时间来实现[16]，而本文算法中没有矢量作用时间的概念，因此需要重新设计中点电位平衡控制策略。

VIENNA 整流器的输入电压平衡方程为

$$\begin{cases} e_{\mathrm{a}} = L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} + u_{\mathrm{ao}} + u_{\mathrm{on}} \\ e_{\mathrm{b}} = L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} + u_{\mathrm{bo}} + u_{\mathrm{on}} \\ e_{\mathrm{c}} = L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} + u_{\mathrm{co}} + u_{\mathrm{on}} \end{cases} \tag{10}$$

式中：$i_i(i=\mathrm{a,b,c})$为流过滤波电感的电流；$u_{io}(i=$ a,

b, c)为三相输入电压；u_{on} 为电网中点到电容中点电压。

直流侧中点平衡时，由式(10)可知

$$u_{on}=-\frac{u_{ao}+u_{bo}+u_{co}}{3} \tag{11}$$

直流侧中点电流 i_o 等于 3 个双向 MOS 管的电流之和，同时还等于流过上、下母线电容电流之差，分别表示为

$$i_o=S_a i_a+S_b i_b+S_c i_c \tag{12}$$

$$i_o=i_{C_1}-i_{C_2}=C_1\frac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}-C_2\frac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t} \tag{13}$$

式中，u_{C_1}、u_{C_2} 分别为上、下母线电容 C_1、C_2 的电压。

当 C_1=C_2=C 时，由式(13)可得，上、下电容的电压差方程为

$$C\frac{\mathrm{d}(u_{C_1}-u_{C_2})}{\mathrm{d}t}=S_a i_a+S_b i_b+S_c i_c \tag{14}$$

设电容电位偏差为 Δu_C=u_{C_1}−u_{C_2}，修正量分别为 ΔS_a、ΔS_b、ΔS_c，则上述修正量应满足

$$C\frac{\mathrm{d}\Delta u_C}{\mathrm{d}t}=\Delta S_a i_a+\Delta S_b i_b+\Delta S_c i_c \tag{15}$$

若令

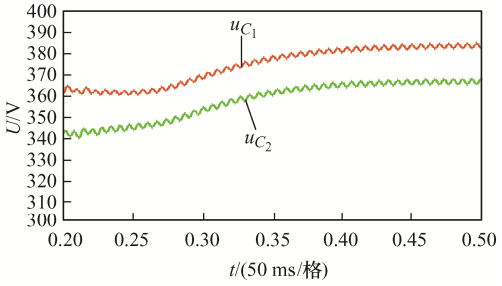
$$\begin{cases}\Delta S_a=-\mathrm{sign}\,(i_a)\Delta S\\ \Delta S_b=-\mathrm{sign}\,(i_b)\Delta S\\ \Delta S_c=-\mathrm{sign}\,(i_c)\Delta S\end{cases} \tag{16}$$

则式(15)变为 $C\dfrac{\mathrm{d}\Delta u_C}{\mathrm{d}t}=-\Delta S(|i_a|+|i_b|+|i_c|)$，其中 ΔS 为 Δu_C 的 PI 调节量，表示为

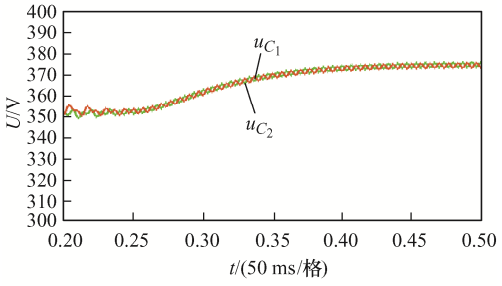
$$\Delta S=k_{ps}\Delta u_C+k_{is}\int_0^t\Delta u_C\mathrm{d}t \tag{17}$$

式中，ΔS 的取值范围限定为−1≤ΔS≤1。

最终，将调节量 ΔS 与三相调制波相加，即可实现中点平衡。而因从 ΔS 到 ΔU 的传递函数很难通过分析得到，所以 PI 参数的确定值可由经验得到。为验证以上控制策略，在 Simulink 上进行了仿真实验，将负载设定为 2 组，分别并联至上、下电容，设定不同的负载值，仿真结果如图 8 所示。图 8(a)为未加中点电位平衡控制的电容电压波形，上、下电容电压的差值始终很大；图 8(b)为加入中点电位平衡控制的电容电压波形，经过平衡控制后，上、下电容电压差值很小，实现了中点电位平衡控制。由不平衡负载时的仿真结果可知，本方法直接修正了开关变量，实现了中点电位平衡，且算法简单，易于控制。



(a) 未加中点电位平衡控制的电容电压



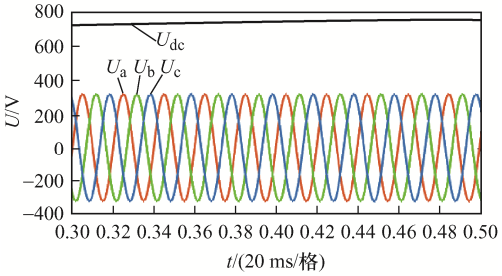
(b) 加入中点电位平衡控制的电容电压

图 8　仿真结果

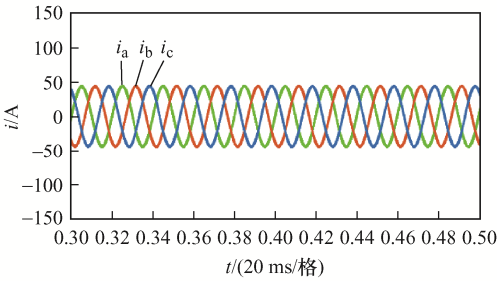
Fig. 8 Simulation results

4　仿真及实验验证

为验证本文的空间矢量快速算法，在 MATLAB 中搭建仿真模型进行仿真验证。仿真设置开关频率为 30 kHz，输入线电压为 380 V，母线电压为 800 V，滤波电感为 340 μH，母线电容为 810 μF，负载电阻为 30 Ω。本文算法仿真结果如图 9 所示，其中图 9(a)为交流侧三相电压 U_a、U_b、U_c 和负载电压 U_{dc} 波形，图 9(b)为交流侧三相电流 i_a、i_b、i_c 波形。



(a) 交流侧三相电压及负载电压



(b) 交流测三相电流

图 9 本文快速算法仿真结果

Fig. 9 Simulation results of proposed fast algorithm

为进一步验证本文算法，本文设计了实验平台，如图 10 所示，实验平台的相关参数见表 5。

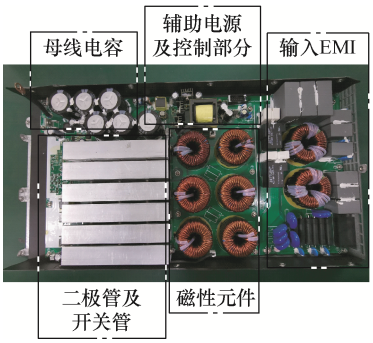


图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform

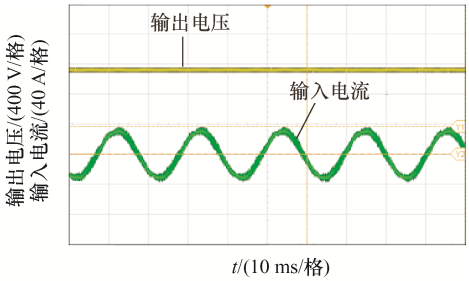
表 5 实验参数

Tab. 5 Experimental parameters

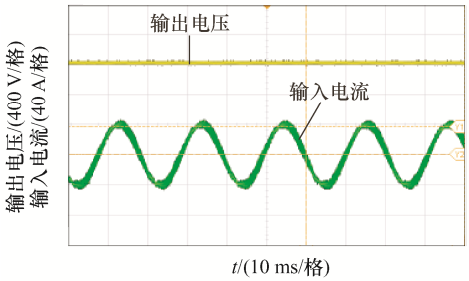
参数	数值	参数	数值
功率/kW	20	滤波电感/μH	340
AC 输入电压/V	380	滤波电容/μF	810
DC 输出电压/V	800	负载电阻/Ω	30
开关频率/kHz	30		

实验波形如图 11 所示。图 11(a)为传统 SVM 算法在系统稳定运行时的实验波形，可见输出电压稳定在 800 V，输入电流峰值为 42 A。图 11(b)为本文快速算法在系统稳定运行时的实验波形，可见输出电压稳定在 800 V，输入电流峰值为 42 A。

将实验所测得的 A 相电流波形导入 MATLAB 中进行快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，图 12 为传统 SVM 算法和快速算法输入电流的谐波分析结果。通过对比可以发现，使用传统 SVM 算法时，电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)为 4.78%；而使用本文所述快速算法时，



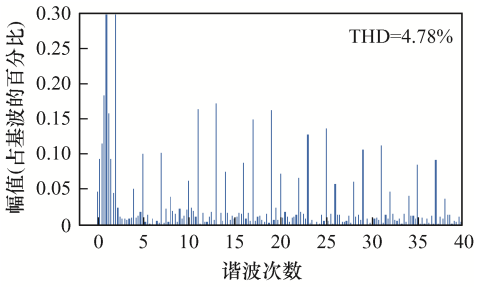
(a) 传统SVM算法



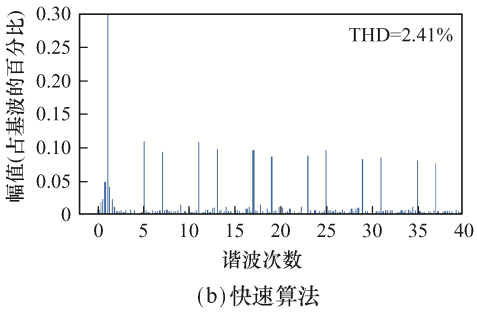
(b) 本文快速算法

图 11 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms



(a) 传统SVM算法



(b) 快速算法

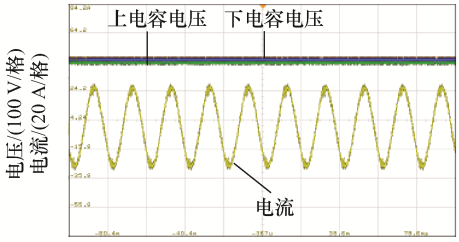
图 12 输入电流谐波分析

Fig. 12 Harmonic analysis of input current

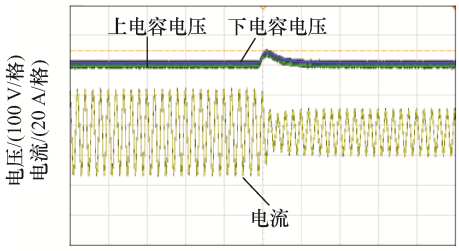
谐波含量明显减少，电流THD为 2.41%，这是由于本文开关序列是固定的，选择以小矢量为起始矢量的最佳开关序列尽可能地减少了开关器件的多余动作，故谐波畸变率会相应减小。

为了进一步验证快速算法和中点电位平衡控制算法的动态性能，本文进行了负载突变实验。

设负载由 15 Ω 突变为 30 Ω，实验结果如图 13 所示。



(a) 稳态运行



(b) 负载突变

图 13　动态性能验证

Fig. 13 Dynamic performance verification

由图 13 可知，负载由 15 Ω 突变为 30 Ω 时超调量为 50 V，调节时间为 100 ms，突变前后上、下电容电压均稳定在 400 V 左右，中点电位平衡。这说明实验样机在快速算法运行下具有较好的动态性能。

在利用 CCS 软件对 DSP 程序进行调试时，分别在传统 SVM 算法和本文快速算法的开始和结束位置设置断点，可测得运行算法所需的时间，结果见表 6。

表 6　执行时长对比

Tab. 6 Comparison of execution time

算法	代码长度/行	运行时间/μs
传统 SVM 算法	410	12.6
快速算法	204	7.4

通过对比可知，快速算法相比传统 SVM 算法在执行时间上减少了 41.3%，说明快速算法能够较大程度地简化算法过程，占用较少的时间资源。

5　结语

本文针对空间矢量调制方法数字化实现较为复杂的问题，提出一种实现空间矢量调制的快速算法，此算法无需大量坐标变换和三角函数运算，仅需通过三相参考调制电压的逻辑判断和加减运算就能实现空间矢量调制，并在此基础上重新设计了中点电位平衡控制策略。通过仿真验证了本文所提快速算法和中点电压平衡控制算法的有效性，并在实验中比较了传统 SVM 算法和快速算法的差异。仿真和实验结果表明，本文提出的空间矢量调制快速算法具有运算简单、谐波含量较低、算法执行时间短、实用性强等优点，可有效地应用在 VIENNA 整流器中。

6　致谢

感谢深圳市华瑞新能源技术有限公司提供的实验条件，特别感谢技术总监宫力和研发总经理王明金在项目研究中提供的指导和帮助。

参考文献：

[1] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
Zhang Chongwei, Zhang Xing. PWM rectifier and its control [M]. Beijing: China Machine Press, 2003. (in Chinese)

[2] 魏金成，杨鑫，邱晓初，等. 三相四桥臂混合五电平逆变器及其3D-SVPWM算法[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 92-100.
Wei Jincheng, Yang Xin, Qiu Xiaochu, et al. Three-phase four-leg hybrid five-level inverter and its 3D-SVPWM algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 92-100. (in Chinese)

[3] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137.
Zhou Weiping, Wu Zhengguo, Tang Jinsong, et al. A novel algorithm of SVPWM and the study on the essential relationship between SVPWM and SPWM [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 133-137. (in Chinese)

[4] Alahuhtala J, Virtakoivu J, Viitanen T, et al. Space vector modulated and vector controlled Vienna I rectifier with active filter function [C]// 2007 Power Conversion ConferenceNagoya. Nagoya, Japan, 2007: 62-68.

[5] Seo J H, Choi C H, Hyun D S. A new simplified space-

vector PWM method for three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.

[6] Guo Changjun, Zhang Gang, Bai Xibin. A research on VIENNA rectifier based on SVPWM algorithm with expected voltage [M]// Lecture Notes in Electrical Engineering. Singapore: Springer Singapore, 2018: 359-368.

[7] 刘永超, 黄勇, 李兴, 等. 基于模糊虚拟空间矢量调制的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡的研究[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 61-66.
Liu Yongchao, Huang Yong, Li Xing, et al. Research on neutral-point potential of three-level NPC inverter based on fuzzy virtual space vector modulation [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1): 61-66. (in Chinese)

[8] 丁文龙, 刘家君, 段彬, 等. VIENNA 整流器中点电位振荡抑制与平衡控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7284-7293, 7443.
Ding Wenlong, Liu Jiajun, Duan Bin, et al. Investigation of neutral-point voltage oscillation suppression and balancing control in VIENNA rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7284-7293, 7443. (in Chinese)

[9] 马辉, 谢运祥, 施泽宇, 等. Vienna 整流器滑模直接功率及中点电位平衡控制策略[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 10-16.
Ma Hui, Xie Yunxiang, Shi Zeyu, et al. Sliding-mode based direct power control and neutral point potential balance control for Vienna rectifier [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 10-16. (in Chinese)

[10] 马辉, 谢运祥. 三相 Vienna 整流器单闭环及中点电位平衡控制策略[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2015, 43(8): 29-34.
Ma Hui, Xie Yunxiang. Single closed-loop control and neutral-point potential balance control of three-phase Vienna-type rectifier [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2015, 43 (8): 29-34. (in Chinese)

[11] Cheng Hong, Ma Yue, Wang Cong. A modified one cycle control of VIENNA rectifier for neutral point voltage balancing control based on cycle-by-cycle correction [C]// 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Shenzhen, China, 2018: 1-6.

[12] 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. (in Chinese)

[13] 赵裕昊, 吕征宇, 姚文熙. 维也纳拓扑在断续空间矢量调制下开关序列切换优化[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 16-25.
Zhao Yuhao, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Optimization of switching between switching sequences in Vienna topology under discontinuous space-vector modulation [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 16-25. (in Chinese)

[14] 汪洋. NPC 三电平逆变器中点电位与输出电压平衡控制研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2021.
Wang Yang. Research on neutral point potential and output voltage balance control of NPC three level inverter [D]. Hefei: Anhui University, 2021. (in Chinese)

[15] 王涛. Vienna 整流器空间矢量调制策略性能分析及优化[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
Wang Tao. Performance analysis and optimization of the space-vector modulation for Vienna rectifier [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018. (in Chinese)

[16] Xu Houjian, Yao Wenxi, Shao Shuai. Improved SVPWM schemes for Vienna rectifiers without current distortion [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA: IEEE, 2017: 3410-3414.



江雨昶

作者简介：

江雨昶(1998—)，男，中国电源学会会员，硕士研究生。研究方向：三相 AC-DC。E-mail：jayc1998@163.com。

蒋云昊(1977—)，男，通信作者，博士，副教授，硕士生导师。研究方向：电磁干扰及其抑制，自适应干扰对消技术，功率电子技术应用。E-mail：Harry_Jiang@mail.hbut.edu.cn。

袁雷(1985—)，男，博士，讲师。研究方向：大功率电力电子变换技术。E-mail：lei.yuan.v@qq.com。

徐岸非(1981—)，男，硕士，副教授，硕士生导师。研究方向：电力电子装置，电机控制器，工厂电气设计及自动控制。E-mail：20602728@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)