

# 一种高效 VIENNA 整流器断续调制方法

李伦全<sup>1,2</sup>, 杨奕帆<sup>2</sup>, 李佳窈<sup>2</sup>, 刘斌<sup>2</sup>, 李小文<sup>3</sup>

(1. 深圳市高益智能电气有限公司, 广东 深圳 518101;

2. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 330063;

3. 国网南昌市昌北供电公司, 江西 南昌 330063)

**摘要:** 为降低三相三开关三电平 VIENNA 整流器的开关损耗, 在分析整流器模型并讨论其调制技术和控制的基础上, 提出了 VIENNA 整流器断续调制技术。该方法通过减少整流器最大电流相的开关次数, 从而提高系统效率。为了进一步平衡中点电位、有效抑制中点电位的波动, 在断续调制的基础上继而给出了一种针对角度的控制策略, 并给出对应的调制方法以及控制器, 最后通过仿真和实验对结论进行了验证。

**关键词:** VIENNA 整流器; 建模; 中点电压平衡; 断续调制

**中图分类号:** TP      **文献标识码:** A      **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21709

## A High-efficiency Discrete Modulation Algorithm for VIENNA Rectifier

LI Lunquan<sup>1,2</sup>, YANG Yifan<sup>2</sup>, LI Jiayao<sup>2</sup>, LIU Bin<sup>2</sup>, LI Xiaowen<sup>3</sup>

(1. Shenzhen Gaoyi Intelligent Electric Co., Ltd., Shenzhen 518101, Guangdong, China; 2. School of

Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, Jiangxi, China;

3. State Grid Nanchang Changbei Power Supply Company, Nanchang 330063, Jiangxi, China)

**Abstract:** To reduce the switching loss of three-phase three-switch three-level VIENNA rectifier, on the basis of analyzing the rectifier model and discussing its modulation technology and control, the intermittent modulation technology of VIENNA rectifier was proposed. This method improves the system efficiency by reducing the switching times of the maximum current phase of the rectifier. In order to further balance the midpoint potential and effectively suppress the fluctuation of the midpoint potential, on the basis of intermittent modulation, a control strategy for angle was given, and the corresponding modulation method and controller were given. Finally, the conclusion was verified by simulation and experiment.

**Key words:** VIENNA rectifier; modeling; neutral-point voltage balance; discrete modulation

VIENNA 整流器是一种中点钳位式三电平整流器拓扑<sup>[1]</sup>, 其具有开关器件少、能实现稳压和输入功率因数校正等优点, 近年得到了广泛的应用<sup>[2]</sup>。

针对 VIENNA 整流器, 文献[3]研究实现了三电平等效为两电平的转化, 故可以使用两电平扇区的判断方法, 以及相关矢量的作用时间计算方式。文献[4]将其他扇区的参考矢量统一转化到第 1 扇区, 提高了运算速度。文献[5]提出了一种可直接实现 VIENNA 整流器空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 的数学优化方法, 并进行了验证。VIENNA 整流器

的控制方法以及调制方式有较好的研究价值, 随着功率器件开关频率的不断增大, 开关损耗对系统效率的影响也增大, 通过优化调制技术可以降低整体开关频率。

针对大功率并网逆变, 文献[6]提出一种混合断续 PWM 调制策略, 能有效控制中点电位平衡, 而两种调制算法的切换采用滞环方式, 并减小切换造成的额外开关动作, 提升了系统效率。为降低开关损耗, 文献[7]提出一种三电平断续脉宽调制策略, 进而提出一种基于载波思想的实现方法, 有利于提高芯片计算的运行效率。VIENNA 整流器输出正或负电压时, 与当前时刻的电感电

**基金项目:** 国家自然科学基金(61963030); 南昌航空大学研究生创新基金(YC2018020);

汽车仿真与控制国家重点实验室开放基金项目(201711107)

**作者简介:** 李伦全(1980—), 男, 硕士研究生, Email: lshhelen@163.com

流方向有关,相较于一般全控型逆变或功率因数校正(power factor correction, PFC)系统的断续调制,多了一个隐含的约束条件。文献[8]首先对 VIENNA 整流器提出无差拍控制器,并将输出送到不连续脉宽调制(discontinuous pulse-width modulator, DPWM)中,实现系统的断续调制,但该文对断续调制与输出电流的关系,以及中点电位平衡的具体实现办法等问题,尚未进行深入讨论。相关的研究还可参考文献[9-10]。

本文在介绍了 VIENNA 整流器模型及控制器设计的基础上,提出一种新型的断续调制算法。一方面,结合整流器各相电流符号,研究能在若干分区内实现最大电流相开关不动作;另一方面,该调制算法也对如何进行中点电位控制进行了分析,通过在无法实现最大电流相开关不动作的小区中,引入一个角度控制量,在该角度范围内进行中点电位控制,而在该角度之外,也实现某相的开关不动作,尽量提升系统效率。最后通过仿真和实验对所提调制算法和控制器进行了验证。

## 1 三相三线 VIENNA 拓扑及空间矢量分布

### 1.1 主电路拓扑及模型

三相三线 VIENNA 主电路拓扑如图 1 所示,不失一般性,假设三相电压对称。图 1 中  $A, B, C$  三相电网相电压的值为  $e_A, e_B, e_C$ , 三相电流为  $i_A, i_B, i_C$ ;  $D_1 \sim D_6$  为整流二极管,  $Q_1/Q_2, Q_3/Q_4, Q_5/Q_6$  分别为  $A, B, C$  三相反向串联开关管,这 3 对开关管的驱动为  $S_A, S_B, S_C$ ; 直流母线电压的值为  $U_{dc}$ ; 直流母线电容由  $C_1$  和  $C_2$  串联构成;  $i_1$  为二极管  $D_1/D_2/D_3$  的总电流;  $i_2$  为二极管  $D_4/D_5/D_6$  的总电流。设电感  $L_1, L_2, L_3$  的值相等,都为  $L$ ;  $C_1$  和  $C_2$  的值都为  $C$ ; 负载电阻为  $R_0$ 。

根据图 1 可列出电流方程如下:

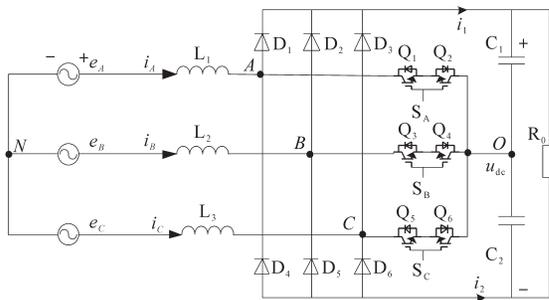


图 1 三相三线 VIENNA 主电路拓扑

Fig.1 Three-phase three-wire VIENNA main circuit topology

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_{AO}$  为  $A$  点到  $O$  点的电压,其余变量类似。

进行  $dq$  变换有:

$$\begin{cases} Ls i_d + u_d - \omega L i_q = e_d \\ Ls i_q + u_q + \omega L i_d = e_q \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $i_d, i_q$  和  $u_d, u_q$  分别为三相电流和电压在旋转坐标系下的变量。

列出电压方程如下<sup>[11]</sup>:

$$\begin{cases} i_1 = C \frac{du_1}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_0} \\ -i_2 = C \frac{du_2}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_0} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $u_1, u_2$  为上、下电容的电压值。

进行  $dq$  变换得:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3(e_d i_d + e_q i_q)}{u_{dc}} - 2 \quad (4)$$

基于系统模型的控制器设计可参考文献[11]等。

### 1.2 三电平空间矢量分布以及连续调制

令  $X$  表示  $A, B, C$  中的任意一相,当  $S_X=1$  时对应相的反向串联开关管处于开通的状态,此时对应相的桥臂电压  $u_{XO}=0$ ; 当  $S_X=0$  时,对应相的反向串联开关管处于关断的状态,此时该桥臂输出电压取决于该相电流方向,当  $i_X > 0, u_{XO}=u_{dc}/2$ , 当  $i_X < 0, u_{XO}=-u_{dc}/2$ 。所以对于此系统,由于三相不同的开关组合可以得到 27 种电压组合,或者 19 种不同矢量(其中包含大、中、小、零矢量,共 4 类)。

VIENNA 整流器的空间电压矢量<sup>[3]</sup>分布如图 2 所示。

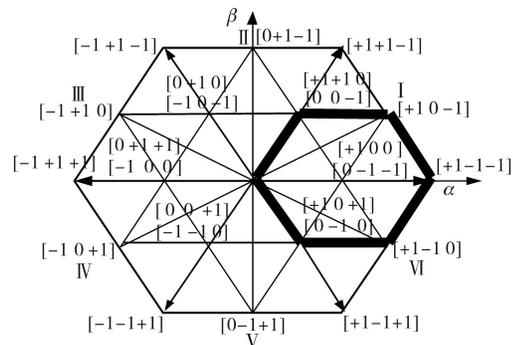


图 2 VIENNA 整流器电压矢量

Fig.2 The voltage sector of the VIENNA rectifier

上述空间矢量图中,可以以  $0^\circ$  角或  $\alpha$  正轴为起点,以  $\pi/3$  为步长,划分出 6 个扇区。

表 1 列出了图 2 中粗实线所围区域内的电压矢量组合,其中三相驱动组合 011 和 100 分别对

应小矢量[+1 0 0]和[0 -1 -1],用来调节中点电位。

表1 粗实线所围区域内三相驱动组合和开关组合对照表

Tab.1 Comparison table of three-phase drive combination and switch combination in the area enclosed by the thick solid line

三相驱动组合	空间矢量		
110	0	0	-1
010	+1	0	-1
000	+1	-1	-1
011	+1	0	0
100	0	-1	-1
101	0	-1	0
001	+1	-1	0
111	0	0	0

传统的七段式 SVPWM 基本矢量作用顺序的分配原则是:在尽可能减少开关次数的条件下去降低 PWM 的谐波分量,所以在每次动作开关的时候,只改变其中一相的开关状态,并且对零矢量进行时间上的平均分配,使之能产生对称的 PWM。通过对矢量的平移与两电平 SVM 等效,再使用两电平 SVM 的计算方式获得三电平有效矢量的作用时间,最后得到两电平扇区的矢量<sup>[3]</sup>。

考虑到 VIENNA 整流器各桥臂输出电压同该相电流有关(例如,当某相为正电流时,该相对应桥臂输出电压只有正或零电压),故可根据电流方向组合将图2划分出不同的区间,如图3所示。

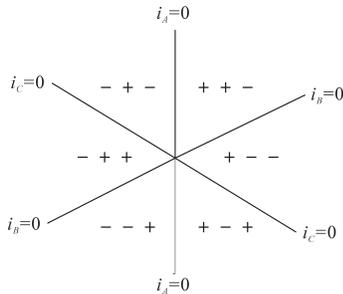


图3 以电流方向划分电压矢量空间

Fig.3 Divide the voltage sector space by current direction

### 1.3 VIENNA 整流器的中点平衡问题分析

在对直流侧中点电位平衡控制的研究中,常用方法是:由于小矢量对中点电位的作用相反,因此可以通过调整这2个矢量的相对时间来控制中点电位,对具体算法已有一些研究成果可供参考<sup>[12-13]</sup>,此处不再赘述。

## 2 三电平 VIENNA 整流器的断续调制

为提升系统效率,降低开关损耗,进一步研究 VIENNA 整流器的断续调制。

### 2.1 VIENNA 整流器断续调制及中点电位控制

VIENNA 整流器的断续调制与普通电平的调制类似,其断续调制要求在某一扇区内,A/B/C 中的某一相保持开关状态不变。但与普通的三相全桥有所不同的是,各相的工作状态也有赖于当前时刻的电流方向,因此对断续调制的矢量选择形成了约束,这一点下文还将继续讨论。

断续 SVPWM 调制法由于采用断续调制来实现某一相的开关不动作,所以对于任意一个参考电压矢量的构造中,只能使用1个小矢量。因此,要寻求一种可以兼顾断续调制和中点电位平衡的调制方式。为此,将图2所示的三电平矢量图中各扇区再细分为6个小区,其中第1扇区(0~ $\frac{\pi}{3}$ 区域)和第2扇区( $\frac{\pi}{3}$ ~ $\frac{2\pi}{3}$ 区域)如图4所示。

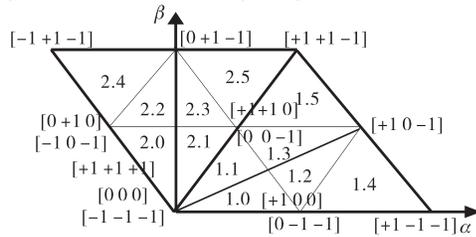


图4 第1和第2扇区

Fig.4 The first and second sectors

根据各小区的矢量序列,设定某一相开关状态不变,不失一般性,得到第2扇区的断续调制开关组合方式如表2所示。

表2 断续式调制第2扇区的2种矢量组合方式

Tab.2 Composition of vectors for discontinuous modulation in the 2nd sector

小区	方式1	方式2
2.0	[0 +1 0]-[0 0 0] -[0 0 -1]-[0 0 0] -[0 +1 0] (A相开关状态不变)	[0 0 0]-[0 0 -1] -[-1 0 -1]-[0 0 -1] -[0 0 0] (B相开关状态不变)
2.1	[+1 +1 0]-[0 +1 0]- [0 0 0]-[0 +1 0]-[+ 1 +1 0] (C相开关状态不变)	[0 +1 0]-[0 0 0]- [0 0 -1]-[0 0 0]- [0 +1 0] (A相开关状态不变)
2.2	[0 +1 0]-[0 +1 -1] -[0 0 -1]-[0 +1 -1] -[0 +1 0] (A相开关状态不变)	[0 +1 -1]-[0 0 -1] -[-1 0 -1]-[0 0 -1] -[0 +1 -1] (C相开关状态不变)
2.3	[+1 +1 0]-[0 +1 0] -[0 +1 -1]-[0 +1 0] -[+1 +1 0] (B相开关状态不变)	[0 +1 0]-[0 +1 -1] -[0 0 -1]-[0 +1 -1] -[0 +1 0] (A相开关状态不变)
2.4	[0 +1 0]-[0 +1 -1] -[-1 +1 -1]-[0 +1 -1] -[0 +1 0] (B相开关状态不变)	[0 +1 -1]-[-1 +1 -1] -[-1 0 -1]-[-1 +1 -1] -[0 +1 -1] (C相开关状态不变)
2.5	[+1 +1 0]-[+1 +1 -1] -[0 +1 -1]-[+1 +1 -1] -[+1 +1 0] (B相开关状态不变)	[+1 +1 -1]-[0 +1 -1] -[0 -1 -1]-[0 +1 -1] -[+1 +1 -1] (C相开关状态不变)

如表2所示,为实现各小区内的断续调制,同时也要考虑中点电位,最直观的做法是在每个扇区采用两种矢量组合方式,每种组合方式只使用1对冗余矢量中的1个,方式1表示给上电容充电的矢量组合方式,方式2表示给下电容充电的矢量组合方式。

### 2.2 VIENNA 整流器大电流不动作断续调制及中点电位控制

为了进一步降低 VIENNA 整流器的开关损耗,通常当某一相电流达到最大值附近时,控制该相对应开关管处于连续的高电平或低电平状态。

以图2中第2扇区为例进行分析,图5为2.4和2.5小区大电流不开关角度。若系统工作在单位功率因数下,当 $\alpha - \beta$ 坐标系下的控制量 $U_{ref}$ 如图5所示时(虚线箭头表示控制量 $U_{ref}$ 的轨迹),给定电压矢量会落在2.2/2.3/2.4/2.5小区。由图3可知,2.2和2.4小区B相电流最大,且为正;2.3和2.5小区C相电流最大,且为负。所以2.4小区应该采用方式1,但采用此方式在2.2小区无法实现最大电流不开通,从图4中可以看出,这是因为此时针对B相实现不开关的序列中必将包含向量 $[+1 +1 0]$ ,考虑图3中标示A相电流此时为负,根据VIENNA整流器的特点,该向量中的A相只能输出0或者-1,即 $[+1 +1 0]$ 向量无法实现。进一步,通过观察表2中2.2对应的2种开关组合方式可知,其方式1可以实现A相的断续调制,开关方式2可以实现C相的断续调制,尽管此时A相或C相非最大电流相,但也可以实现一定的效率提升。

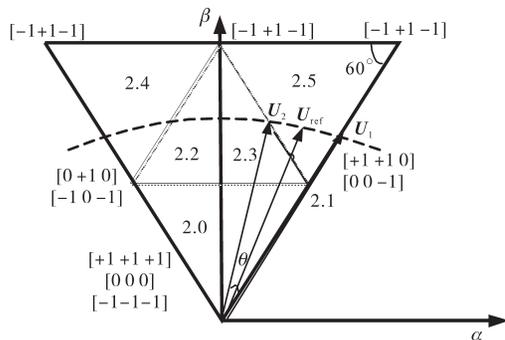


图5 2.4和2.5小区大电流不开关角度

Fig.5 2.4 and 2.5 cell high current non-switching angle

为此,为了优化系统效率,如图5所示,在2.4小区内实现方式1的最大电流不开关,在2.5小区内实现方式2的最大电流不开关。

进一步再考虑系统中点电位控制的问题,当给定电压矢量 $U_{ref}$ 落在2.5小区的边界时,对应矢

量 $U_1, U_2$ ,如图5所示,则在2.5小区大电流不开关的区域是 $(\pi/3, \pi/3 + \theta)$ ,根据控制量的幅值 $M$ ,再结合正余弦定理,即可求出 $\theta$ 的值,具体计算公式这里不再赘述。则在2.4和2.5小区内大电流不开关的角度为 $2\theta$ 。

为进一步提升效率,可以考虑在2.2/2.3内也实现某相的不开关。将图5进行细化,考虑到中点电位控制,引入变量 $\Delta$ ,如图6所示,其物理意义为进行中点电位控制时所需要的角度范围。在该角度范围内实现中点电位控制,当系统中点电位不平衡越大时,则需要该角度越大。而在该角度之外,则又可以将2.2和2.3区域进行如下处理:对2.2区域内且不包含在 $\Delta$ 之内的区域,采用表2中对应的方式1的调制办法;对2.3区域且不包含在 $\Delta$ 之内的区域,采用表2中对应的方式2的调制办法;而在 $\Delta$ 之内进行中点电位控制,选择方式1或者方式2。

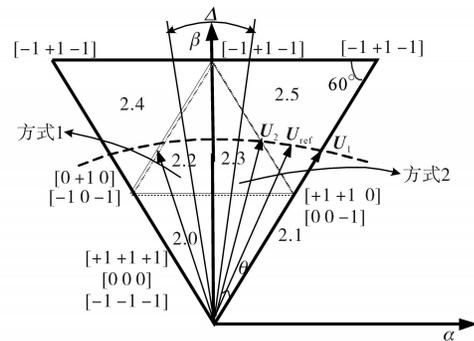


图6 2.2和2.3小区

Fig.6 2.2 and 2.3 sectors

在上文基础上,结合大电流不开关断续调制,得到VIENNA整流器矢量控制系统如图7所示。

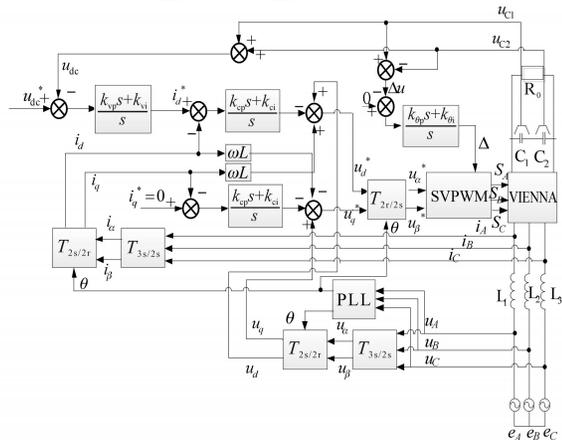


图7 VIENNA 整流器矢量控制系统

Fig.7 VIENNA rectifier vector control system

VIENNA 整流器采用双闭环控制策略,其中电压外环控制直流母线电压稳定。给定电压为 $u_{dc}^*$ ,反馈电压为 $u_{dc}$ ,偏差值经过PI控制得到d轴电流给定值 $i_d^*$ ,为了提高功率因数,令 $i_q^* = 0$ 。内

环电流的控制引入  $i_d, i_q$  的前馈解耦控制, 电流环也采用 PI 控制, 最终得到电压  $d-q$  信号, 经过两相  $d-q$  坐标至两相  $\alpha - \beta$  坐标变换, 输入 SVPWM 模块, 其次为了调节中点电位平衡, 以 0 作为给定信号, 直流侧上下电容电压之差作为反馈信号, 经过 PI 控制得到的  $\Delta$  也输入到 SVPWM 模块, 根据本文提出的算法进行调制以及中点电位控制。

必须指出的是, 在系统的控制中, 只要中点电位在系统允许范围内, 是可以允许有一定波动

的, 这样更有利于通过断续调制降低整流器整体的开关频率。

### 3 仿真及实验验证

在 Matlab 软件里搭建三相三线 VIENNA 整流器的拓扑, 仿真验证本文研究的调制方法, 参数设置如下: 三相市电相电压 220 V/50 Hz, 开关频率 19.2 kHz, 直流侧电压 600 V, 直流侧电容  $C_1=C_2=900 \mu\text{F}$ , 输出功率 5 kW。图 8 为 Simulink 中搭建的仿真结构图。

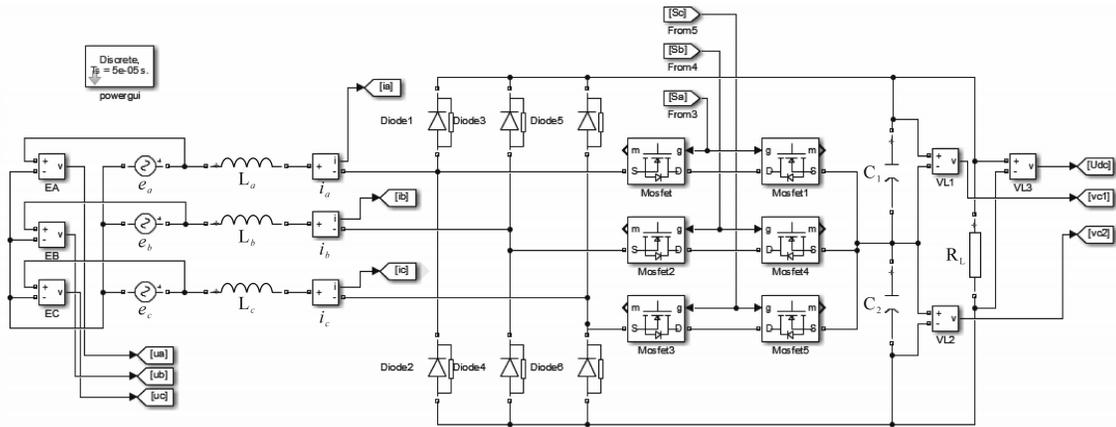


图 8 仿真中搭建的 VIENNA 拓扑图  
Fig.8 VIENNA topology built in simulation

图 9 为 C 相电流和开关管的驱动波形  $S_c$ , 可看出 C 相电流处于峰值附近时, 对应相的反向串联开关管不进行高频切换, 从而实现了大电流不开关的断续调制, 降低了开关损耗。

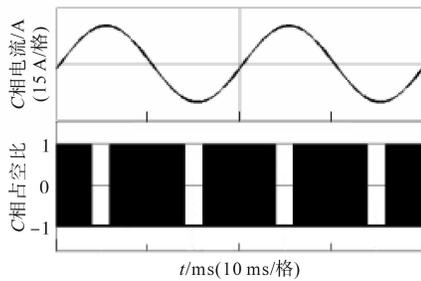


图 9 C 相电流和驱动波形  
Fig.9 Current and PWM waveforms of phase C

图 10 为直流母线电压、直流侧上下电容电压以及直流母线电压纹波的仿真波形。可以看出, 直流侧上下电容的电压相等, 直流母线电压的纹波范围在  $\pm 15 \text{ V}$  左右。

搭建 VIENNA 整流器平台来进一步验证本文所提出的调制方法, 控制板上采用 TI 公司的 TMS320F2812 作为主控制芯片; 主功率开关器件

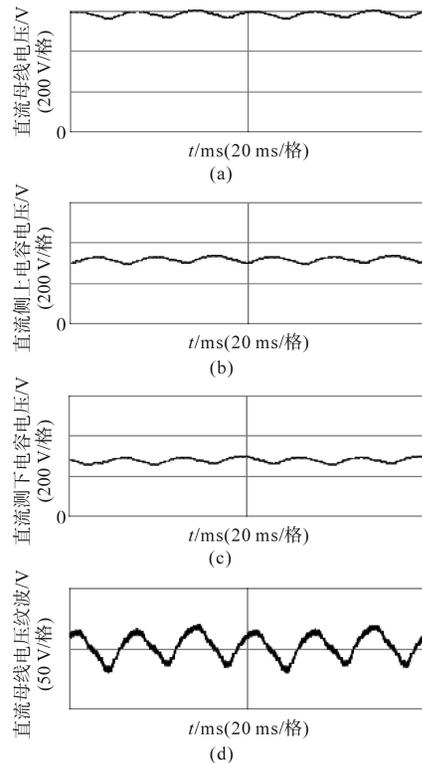


图 10 直流母线电压、直流侧上下电容电压及纹波电压波形  
Fig.10 Waveforms of DC bus voltage, DC side upper and lower capacitor voltage and ripple voltage

采用 K40T1202 型号的 IGBT; 硬件电路参数与 Matlab 仿真参数相同。

图 11 为 VIENNA 整流器平台的输出电压纹波放大图, 纹波幅值控制在 15 V 左右, 尽管有一定的波动, 但仍然是处于系统的允许范围之内。图 12 为 C 相驱动波形、C 相电流以及输出直流电压波形, 直流电压总体平滑稳定, 流过 C 相的电流在达到电流最大值的附近时, 该相的开关管不动作, 故这种调制方式能在较大程度上提高系统的效率。

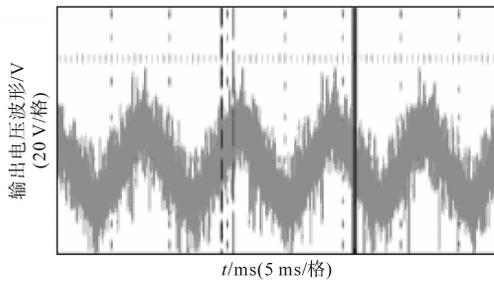


图 11 VIENNA 整流器输出电压纹波波形放大图  
Fig.11 The magnified waveform of VIENNA rectifier output voltage ripple

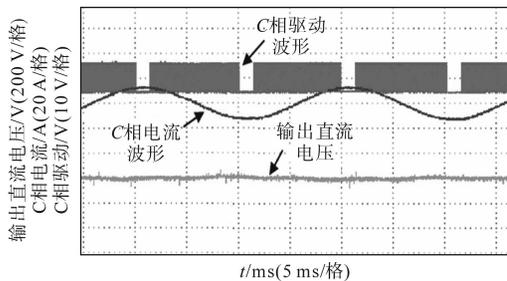


图 12 VIENNA 整流器 C 相输入电流以及对应的开关驱动波形  
Fig.12 Waveforms of VIENNA rectifier C-phase input current and corresponding switch drive

为了更加直观地验证本文所提出的这种调制方式对 VIENNA 整流器系统提升效率的作用, 本文做了一组对比试验。效率对比如图 13 所示,

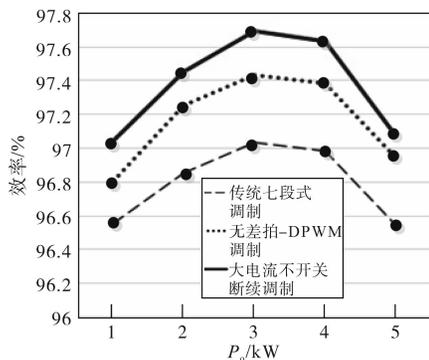


图 13 效率对比  
Fig.13 Efficiency comparison

其中,  $P_o$  为输出功率。无差拍-DPWM 调制是文献[8]采用的研究方法, 大电流不开关断续调制是本文采用的研究方法。从图 13 中容易看出, 在 5 种不同功率等级下, 本文采用的大电流不开关断续调制的系统效率更高。

## 4 结论

本文主要提出了一种 VIENNA 整流器的断续调制算法, 通过大电流的开关不动作可以提升系统效率。同时, 本文还对断续调制时的中点电位控制技术进行了研究, 并给出了相关的控制器, 最终通过仿真和实验验证了所提调制算法和控制器的可行性。

### 参考文献

- [1] 陆翔. VIENNA 整流器关键技术问题研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2015.
- [2] 王正, 谭国俊, 曾维俊, 等. 基于 SVPWM 的 VIENNA 整流器研究[J]. 电气传动, 2011, 41(4): 31-34.
- [3] 王涛, 蔡涛, 段善旭, 等. VIENNA 整流器简化三电平矢量调制的数字化实现[J]. 电源学报, 2017, 15(5): 72-79.
- [4] 李玲玉. VIENNA 整流器 SVPWM 功率控制策略研究[D]. 长春: 长春工业大学, 2019.
- [5] 陈嘉鑫, 史旺旺. 一种实现 VIENNA 整流器 SVPWM 调制效果的快速方法[J/OL]. 电源学报: (2020-04-14)[2020-05-13]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20200114.1126.008.html>.
- [6] 孙青松, 吴学智, 唐芬. 考虑中点电位平衡的三电平逆变器断续脉宽调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(S1): 177-185.
- [7] 张兴, 谢伟伟, 王付胜, 等. 三电平断续脉宽调制策略的研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(10): 4-6.
- [8] 马蕾, 陈享成. 基于无差拍和 DPWM 调制的维也纳整流器研究[J]. 电气传动, 2018, 48(9): 42-45.
- [9] 黄詹江勇, 黄凯伦. 光伏三电平逆变器高效断续空间矢量调制方法[J]. 电力电子技术, 2019, 53(2): 91-95.
- [10] 刘思强, 王丽梅. 基于断续脉宽调制的三电平逆变器中性点电位平衡控制方法[J]. 电气工程学报, 2017, 12(4): 27-32, 50.
- [11] 权运良. 三相三线制 VIENNA 整流器的研究与设计[D]. 广州: 华南理工大学, 2014.
- [12] 姜海鹏, 刘永强. 带中点平衡控制的 VIENNA 整流器简化 SVPWM 双闭环控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(2): 35-41.
- [13] 刘源, 梅焯, 曹丰文, 等. VIENNA 整流器的设计与优化[J]. 电源学报, 2018, 16(2): 110-118.

收稿日期: 2020-04-02  
修改稿日期: 2020-06-03