

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211761

VIENNA 整流器中点电压控制策略研究*

王党树 杨宇轩 杨亚强 赵立聪 常孟虎 关志敏

(西安科技大学电气与控制工程学院 西安 710054)

摘要: 三相三电平 VIENNA 整流器因开关管所受电压应力不均及中点电压不平衡导致电流过零畸变,降低系统整体性能。为此,该文从空间矢量角度分析了中点电压不平衡产生的原因及七段式算法中矢量对中点电位的影响,并在传统 SVPWM 基础上,提出了一种改进的空间矢量调制策略来减小输出电压波动;在同一采样周期内,通过一种调节因子来合理分配正负小矢量的作用时间,进而抵消中矢量,维持电压稳定。此外,还通过分析调节因子与系统调制比间关系来优化算法实现。最后,通过仿真发现该控制策略与传统控制策略相比中点电压波动由 $\pm 12\text{ V}$ 降低至 $\pm 4\text{ V}$,证明所提策略的正确性及有效性。

关键词: VIENNA 整流器;三电平;空间矢量调制;中点电压;电流畸变

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Study on midpoint voltage control strategy of VIENNA rectifier

Wang Dangshu Yang Yuxuan Yang Yaqiang Zhao Licong Chang Menghu Guan Zhimin

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science & Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: The three-phase three-level VIENNA rectifier causes the current zero-crossing distortion due to the uneven voltage stress and voltage imbalance at the midpoint of the switch transistor, which reduces the overall performance of the system. Therefore, the causes of midpoint voltage imbalance and the influence of vectors on midpoint potential in the seven-segment algorithm are analyzed from the perspective of space vector, and based on the traditional SVPWM modulation, an improved space vector modulation strategy is proposed to reduce the output voltage fluctuation; In the same sampling period, a regulating factor is used to reasonably allocate the action time of positive and negative small vectors, thereby canceling the middle vector and maintaining voltage stability. In addition, the algorithm implementation is optimized by analyzing the relationship between the adjustment factor and the system modulation ratio. Finally, simulation shows that the midpoint voltage fluctuation of the control strategy is reduced from $\pm 12\text{ V}$ to $\pm 4\text{ V}$ compared with the traditional control strategy, which proves the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

Keywords: VIENNA rectifier; three levels; SVPWM; midpoint voltage; current distortion

0 引言

随着汽车行业飞速发展,人们日常生活水平的日益提升,新能源汽车以其经济性、环保性等优点正逐渐取代传统燃油汽车^[1-2]。直流充电桩作为新能源汽车的重要载体之一,拓扑通常为双极式,即前级整流、后级 DC-DC 电路。其中,VIENNA 整流器作为一种三相三电平整流器,因其具有低电压纹波、高功率密度且驱动无死区等众多优势被学者广泛研究并应用于前级电路中^[3-4]。相较于两电平结构,输出三电平使其具有更好的电压谐波特性。

随着对 VIENNA 整流器拓扑电路及控制策略研究的

不断深入,如何消除中点电压不平衡及改善电流谐波畸变问题已成为研究热点^[5-6]。郭殿林等^[7]针对 VIENNA 整流器中点电压不平衡,通过研究不同矢量对中点电位带来的影响,提出了一种冗余短矢量的调制策略,设计出电压电流双闭环控制系统,解决中点电压不平衡问题,但未有效改善电流谐波畸变;邹甲等^[8]介绍了一种改进单周期控制策略,分析在这种控制策略下电流畸变及功率因数低的原因,引入一种谐波电流补偿信号,仿真发现输入电流更接近正弦波;张锦等^[9]在冗余短矢量的基础上提出一种可预测模型电流控制方法,在简化算法的同时也提升对直流侧电压的

收稿日期:2022-10-20

* 基金项目:国家自然科学基金青年项目(51604217)资助

采样精度要求;邹宇航等^[10]针对 VIENNA 整流器的工作原理,提出一种可改善输入电流谐波特性的断续脉宽调制(discontinuous pulse width modulation, DPWM)方法,通过向正弦脉宽调制调制波中注入零序分量来实现与空间矢量调制的等效,从而改善电流谐波特性,但不能抑制电流高次谐波;陈杰等^[11]分析了网侧电流过零畸变产生的原因,采用五段式空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)抑制共模电压,但发生占空比突变时电流谐波明显增高;李萍等^[12]针对电流畸变的产生原因,提出一种变频式 SVPWM 策略,将调制后的脉动周期叠加在恒定周期上形成变频调制。这种方法可以减小电流纹波并降低开关损耗。

本文首先介绍了 VIENNA 整流器的数学模型及基本空间矢量分布,分析了传统 SVPWM 控制策略中矢量对电路中点电压的影响及其造成其电压不平衡的原因,在已有研究的基础上提出一种可以改善电流畸变并消除中点电压不平衡现象的控制方法。最后在 MATLAB/Simulink 软件里搭建相应仿真模型,验证了方法的可行性。

1 VIENNA 整流器数学模型

三相 T 型 VIENNA 整流器电路原理图如图 1 所示^[13]。其中, u_a, u_b, u_c 为三相输入电压, i_a, i_b, i_c 为交流输入电流, $VD_1 \sim VD_6$ 为快恢复二极管, S_a, S_b, S_c 为双向开关, L 为滤波电感,可抑制输入电流高次谐波; R_L 为负载电阻, C_1, C_2 为直流侧串联电容,在减小输入电压纹波的同时可从储存能量并供给负载。

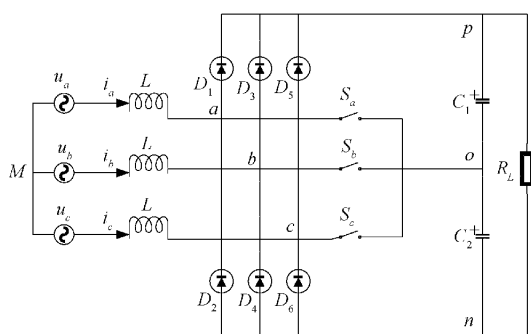


图 1 T 型 VIENNA 整流器原理

假设电网电压平衡,电路中极性元件参数一致且两端电压相等。则 VIENNA 整流器在三相静止坐标系状态下的数学模型^[14]为:

$$\begin{cases} U_{(a,b,c)} = Ri_{(a,b,c)} + L \frac{di_{(a,b,c)}}{dt} + U_{ao} + U_{Om} \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = -(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c + i_{dc}) \end{cases} \quad (1)$$

输入电压与电流表达式为:

$$\begin{cases} u_a + u_b + u_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2)$$

由电容两端电压相等可得:

$$V_{dc1} = V_{dc2} = \frac{V_O}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (3)$$

图 1 中,当 $S_i (i=a, b, c)$ 导通时输出 O 电平,当 S_i 断开且 $I_i > 0$ 时输出 P 电平,当 S_i 断开且 $I_i < 0$ 时输出 N 电平。即每相电流在桥臂处有 3 种流通方式。以 a 相为例,定义如下开关函数:

$$S_{ax} = \begin{cases} 0 & S_{ap} = 0, S_{am} = 1, S_{an} = 0 \\ 1 & S_{ap} = 1, S_{am} = 0, S_{an} = 0 \\ -1 & S_{ap} = 1, S_{am} = 0, S_{an} = 1 \end{cases} \quad (4)$$

式中: S_{ap} 表示电流经 a 桥臂流向上二极管, S_{am} 表示电流经 a 桥臂流向下二极管, S_{an} 表示电流流向中点 O。因此可将原理图等效如图 2 所示^[15]。

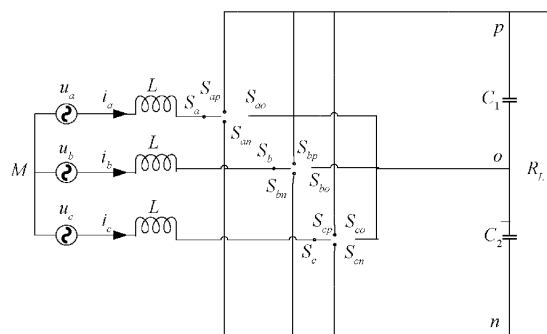


图 2 VIENNA 整流器等效电路图

图 2 中 S_a, S_b, S_c 为三个单刀三掷开关,其关系式如下:

$$\begin{cases} S_{ap} + S_{am} + S_{an} = 1 \\ S_{bp} + S_{bm} + S_{bn} = 1 \\ S_{cp} + S_{cm} + S_{cn} = 1 \end{cases} \quad (5)$$

2 传统 SVPWM 控制策略

传统 SVPWM 调制即将三相坐标系转换为两相静止坐标系,交流侧电压矢量可通过三相桥臂电压矢量合成而得^[16]。由式(4)可知,三相桥臂共构成 $3^3 = 27$ 种状态组合,同时由于其电压符号不能完全相同,因此共有 25 种。由式(1)、(2)、(5)可得:

$$U_{ref} = \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (6)$$

即目标电压矢量可通过三相桥臂的电压矢量合成而得,VIENNA 整流器的基本空间矢量分布图如图 3 所示。

图 3 中, I ~ VI 为 6 个扇区,每个扇区之间相差 $\pi/3$,将电压矢量分为 1 个零矢量、6 个大矢量、6 个中矢量及 6 对冗余小矢量(即一个矢量分别对应两种开关状态),具体每种开关状态对应矢量如表 1 所示。

在判断合成矢量位于哪一个扇区后,根据所在扇区的

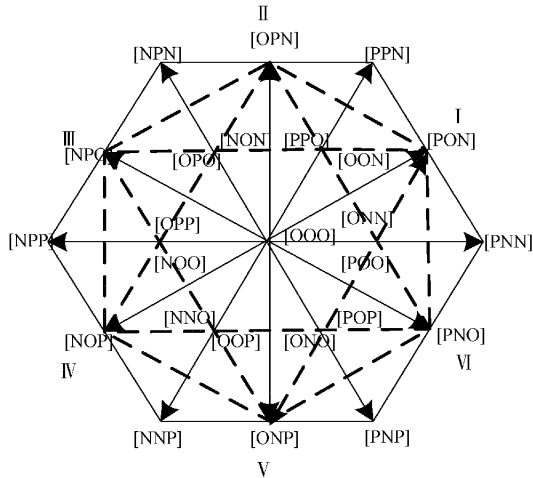


图 3 基本空间矢量分布图

表 1 开关状态对应矢量

开关状态组合	
零矢量	[000]
大矢量	[NPN] [PPN] [PNN] [PNP] [NNP] [NPP]
中矢量	[NPO] [NOP] [PON] [PNO] [OPN] [ONP]
冗余	[POO] [POP] [PPO] [NNO] [ONO] [OON]
小矢量	[OPP] [OPO] [OOP] [ONN] [NON] [NOO]

不同选择不同的参考矢量，利用坐标旋转法将其旋转至第一扇区，最后利用七段式算法计算小矢量作用时间，并生成相应的占空比表达式^[17]。以第 I 扇区为例，假设电压矢量位于第 I 大扇区 1 小扇区，则采用七段式算法计算占空比的电位状态顺序为 [ONN]→[PNN]→[PON]→[POO]→[PON]→[PNN]→[ONN]，如图 4 所示。

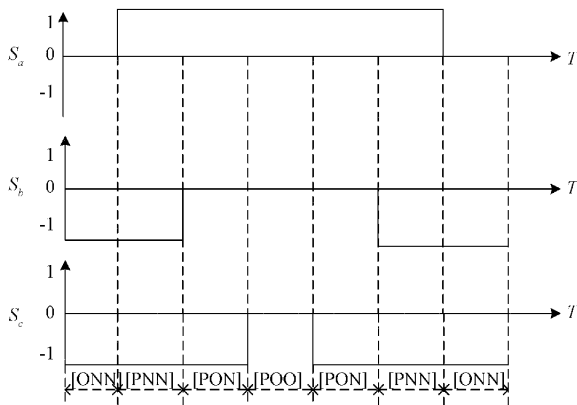


图 4 七段式算法

在一个采样周期内，七段式算法需分别考虑大、中、小 3 种矢量在其作用时间内对电路中点电位的影响，其中，中矢量对中点电位影响如图 5 所示。

对图 5 分析可得：在中矢量作用下，有电流流入或流出中点导致中点电位改变，同时由于流入中点 O 的电流方向

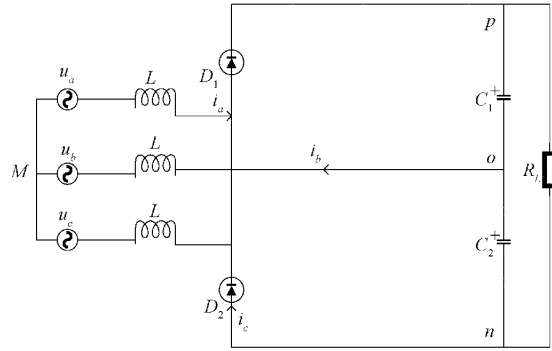


图 5 中矢量对中点电位影响

无法确定，使得直流侧上下电容分压不均及开关管两端电压改变，造成各开关管所受电压应力不相等及直流侧中点电位不平衡，最终导致电流过零畸变且属于一种不可控因素^[18]。

由于在小矢量及大矢量作用下，没有电流流进或流入中点，不会对中点电压产生影响，因此本文不再赘述。

3 改进 SVPWM 算法

由于传统 SVPWM 算法未能考虑中矢量对电路的影响，不能解决中点电压不平衡问题，并且存在高次电流谐波。为解决上述问题，首先必须对中点电压在每个周期内的变化情况实时采样，观察其变化情况。

本节在传统 SVPWM 算法基础上，提出了一种改进 SVPWM 控制策略，通过合理分配七段式算法中小矢量作用时间，从而抵消中矢量作用时间，最终达到减小中点电压不平衡效果。

首先根据图 4 可设各矢量作用时间如图 6 所示。

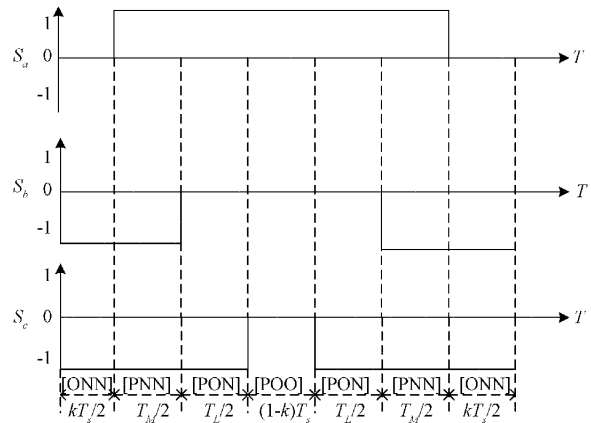


图 6 矢量作用时间图

图 6 中，小矢量为 [ONN]、[POO]，作用时间和为 T_s ；中矢量为 [PON]，作用时间和为 T_L ；大矢量为 [PNN]，作用时间和为 T_M ； k 为假设小矢量调节因子，满足 $0 \leq k \leq 1$ 。则 a, b, c 三相电压的合成矢量如图 7 所示。

图 7 中，对于 $\triangle AOB$ 有：

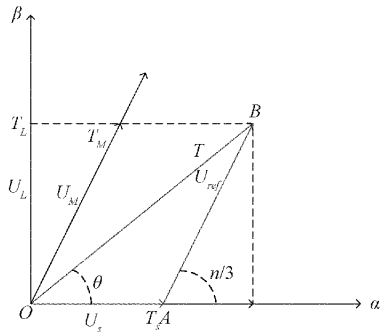


图 7 三相电压合成矢量图

$$\frac{U_{ref}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{U_M}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{U_L}{\sin\theta} \quad (7)$$

根据伏秒平衡原理可得各矢量作用时间关系式如下:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s T_s + \mathbf{V}_M T_M + \mathbf{V}_L T_L = \mathbf{V}_{ref} T \\ T_s + T_M + T_L = T \\ U_M = \frac{T_s}{T} \frac{U_{dc}}{3} \end{cases} \quad (8)$$

式中: T 为采样周期, \mathbf{V}_s 、 \mathbf{V}_M 、 \mathbf{V}_L 分别为其对应的电压矢量, \mathbf{V}_{ref} 为电压合成矢量。由于每个周期的采样时间很短, 因此可将电流在每个周期内作用时间视为常数。由于七段式算法在每个周期内满足电荷守恒, 即两分压电容在同一周期内充放电电荷数相等, 因此有:

$$\int i_a dt + \int i_b dt + \int i_c dt = 0 \quad (9)$$

式(9)表示每相桥臂在同一周期内电荷的变化量, 将各矢量作用时间代入可得:

$$\int_0^{kT_s} i_a d' + \int_0^{TM} i_b d' + \int_{(1-k)T_s}^0 i_b d' + \int_0^{(1-k)T_s} i_c d' = 0 \quad (10)$$

联立式(7)、(8)并根据合成电压矢量投影在坐标系下可求得各矢量作用时间分别为:

$$\begin{cases} T_s = 2T[1 - m \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)] \\ T_L = T[2m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1] \\ T_M = 2Tm \sin\theta \end{cases} \quad (11)$$

式中: m 为调制比, 最大值为 $\frac{\sqrt{3}V_{ref}}{U_{dc}}$; θ 为合成矢量与 α 轴夹角, 在第 I 大扇区内满足 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 。对于三相交流电流有:

$$\begin{cases} i_a = \cos\theta \\ i_b = \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (12)$$

联立式(7)~(12)可得出调制比 m 与调节因子 k 的关系式为:

$$m = \frac{k(2\cos\theta - 2\sqrt{3}\sin\theta) - 2\sqrt{3}\sin\theta}{k(\sqrt{3}\sin^2\theta - 2\cos\theta\sin\theta + \sqrt{3}\cos^2\theta) + 2\sqrt{3}\sin^2\theta} \quad (13)$$

由式(13)可知, 调制比 m 是与 k 有关的函数, 且在第一扇区内, θ 范围一定, 即在一个周期内可以通过改变调节因子大小来改变小矢量作用时间, 从而实现对中矢量的抵消, 最终达到消除中点电压不平衡效果。

同样以第 I 扇区第 1 小扇区为例, 改进之后的七段式算法所采取的电位状态顺序为: [ONN]→[PNN]→[POO]→[PNN]→[ONN]。其中中矢量 [PON] 被正负小矢量所抵消, 改进后的矢量作用总周期仍为 $T^{[19]}$ 。对于上述所提控制策略, 可画出控制流程图如图 8 所示。

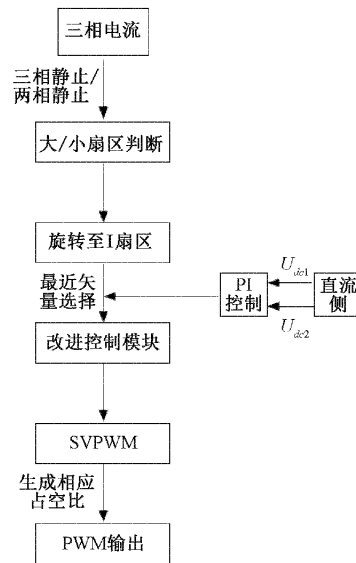


图 8 系统控制流程

上述控制流程图中, 电压环采用 PI 控制, 通过判断上下电容电位差, 对其差值进行 PI 调节实现对中点电位反馈控制; 对于电流环, 首先将电流从三相坐标系转化为两相, 在判断扇区位置后将其转换至 I 扇区进行计算, 通过最近三矢量原则选出基准矢量, 最后通过改进控制模块调节正负小矢量作用时间, 七段式算法生成相应占空比表达式, 实现对中点电流的控制。

4 仿 真

为验证该方法可行性, 对所提控制策略进行仿真。在仿真模型中, 设置交流输入电压为 220 V 相电压、频率 50 Hz、输出 700 V 直流电压、额定功率 4 kW; 直流侧两电容 $C_1=C_2=500 \mu\text{F}$ 、电感 $L_1=L_2=L_3=6 \text{ mH}$; 根据开关管承受最大反向电压, 选取 MOS 管的型号为 SPW47N60C3、频率为 20 kHz; 直流侧负载 $R=120 \Omega$ 。主电路仿真模型如图 9 所示, 不同负载时改进算法与传统算法下的输出电压、电流波动对比如图 10~12 所示。

对图 10 分析可知: 当采用传统算法且负载阻值为

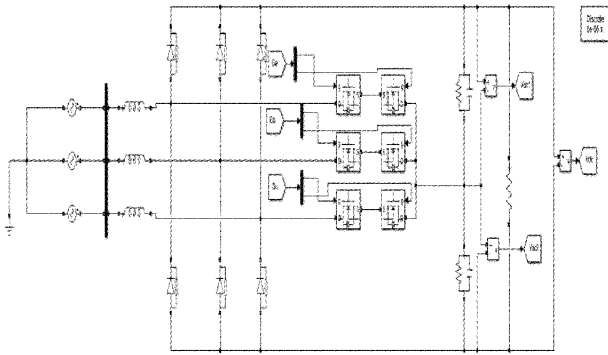
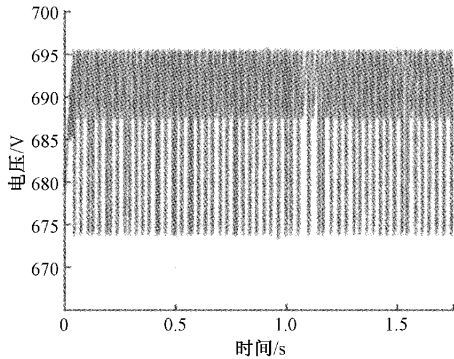
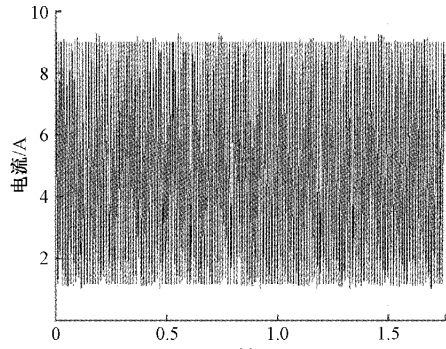


图 9 主电路仿真模型



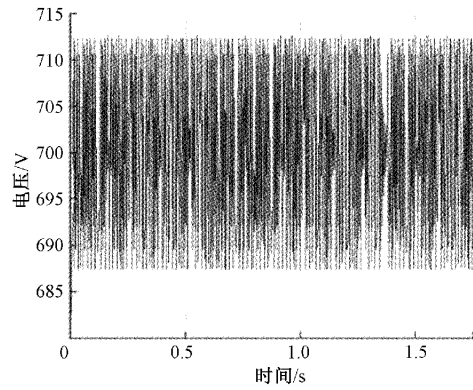
(a) 输出电压波动



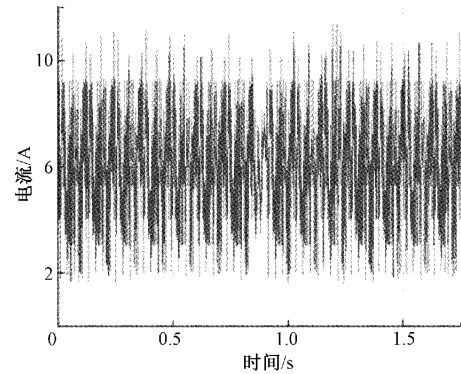
(b) 输出电流波动

图 10 $R=60\ \Omega$ 时传统算法输出电压、电流波动

60 Ω 时,直流侧输出电压平均值为 685 V、波动幅度为 $\pm 10.5\ \text{V}$,电流平均值为 5.5 A、波动幅度为 $\pm 4\ \text{A}$,输出电压未达到设计要求;对图 11 分析仿可知:当负载阻值为 120 Ω 时直流侧输出电压平均值为 700 V、波动幅度约为 $\pm 12\ \text{V}$,输出电流平均值为 6 A、波动幅度约为 $\pm 4.5\ \text{A}$;对图 12 分析可知:当采用改进算法且负载阻值为 120 Ω 时,直流侧输出电压平均值为 700 V、波动幅度为 $\pm 4\ \text{V}$;电流平均值为 6 A、波动幅度为 $\pm 2.5\ \text{A}$ 。对比图 10~12 可知:传统 SVPWM 算法下电压电流波动幅度较大,在采用改进 SVPWM 算法之后,输出电压、电流波动幅度明显降低,输出电压纹波得到改善。即造成 VIENNA 整流器中点电压不平衡的根本原因为中矢量会对中点电压造成影响,因此改进 SVPWM 算法采用对小矢量作用时间进行合理分配

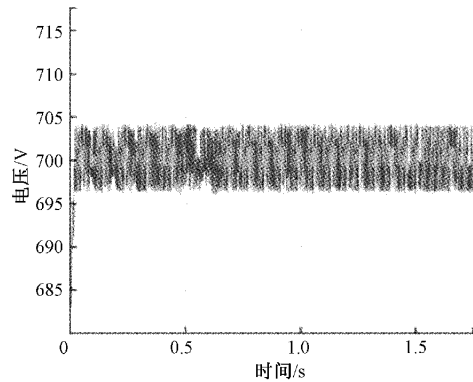


(a) 输出电压波动

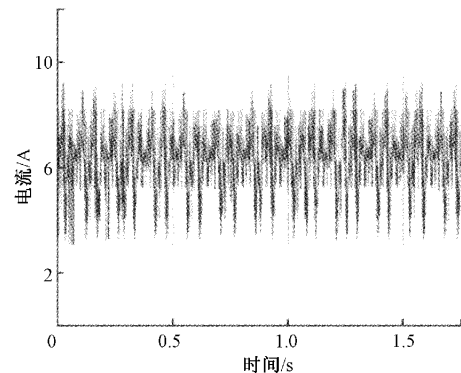


(b) 输出电流波动

图 11 $R=120\ \Omega$ 时传统算法输出电压、电流波动



(a) 输出电压波动



(b) 输出电流波动

图 12 $R=120\ \Omega$ 时改进算法输出电压、电流波动

的策略,从而实现在采样周期内对中矢量的抵消作用,最终实现中点电压平衡。

对于本文所提控制策略,由于只增加了电压采样而忽略了电流采样,造成输出电流仍具有一定纹波。若需进一步改善,除了在控制系统中增加电流采样环外,也可将本控制方法与预测电流控制方法混合使用。

5 结 论

本文提出了一种改进 SVPWM 控制策略,有效解决了中点电压不平衡问题。首先介绍了 VIENNA 整流器的数学模型及基本的空间矢量分布,分析了传统 SVPWM 的七段式算法及其造成中点电压不平衡原因;通过理论分析介绍了一种通过分配小矢量作用时间来抵消中矢量的控制策略,最后通过仿真证明控制策略的有效性。本控制策略相比于传统 SVPWM,只需增加一个 PI 算法并对中点电压进行实时采样,减小了控制器负担,但在一定程度上增加了对整个系统的性能要求。

参考文献

- [1] 袁博. 碳中和目标下新能源汽车技术发展趋势[J]. 汽车文摘,2022(5):57-62.
- [2] 易槐玉. 中国新能源汽车产业与技术发展思考[J]. 合作经济与科技,2022(18):36-37.
- [3] 张永昌,屈祈延,杨海涛. 基于空间矢量调制的 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2022,37(21):5541-5547.
- [4] 雷永锋,孙莉莉,王振玉. 电动汽车直流充电桩电源模块研究与设计[J]. 现代电子技术,2022,45(9):170-174.
- [5] 朱文杰,陈昌松,段善旭. 一种改善 Vienna 整流器输入电流品质的载波错位调制方法[J]. 电工技术学报,2019,34(8):1677-1688.
- [6] 王金平,刘圣宁,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.
- [7] 郭殿林,杨成,于孟然. 高功率密度充电桩前级 VIENNA 整流器的双闭环设计[J]. 黑龙江科技大学学报,2019,29(2):167-173.
- [8] 邹甲,王聪,程红,等. 三相线电压级联 VIENNA 变换器调制及直流侧电压控制[J]. 电工技术学报,2018,33(16):3835-3844.
- [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.
- [10] 邹宇航,张犁,赵瑞,等. 三相 Vienna 整流器的不连续空间矢量脉宽调制及电压谐波分析方法[J]. 中国电机工程学报,2020,40(24):8123-8130,8249.
- [11] 陈杰,沈禹廷,沈佳茜,等. 三相 VIENNA 整流器的混合空间矢量脉宽调制策略[J]. 电工技术学报,2021,36(S2):665-675.
- [12] 李萍,王久和,张庆贺. 抑制 Vienna 整流器电流谐波的变频混合式 SVPWM 策略[J]. 高电压技术,2022,48(10):4039-4049.
- [13] 向文凯,郭强,肖蕙蕙,等. Vienna 整流器网压重构功率控制[J]. 仪器仪表学报,2022,43(8):154-162.
- [14] 杨嶝,姚钢,周荔丹. 功率变化环境下的四线制 Vienna 整流器优化联合控制方法[J]. 电工技术学报,2021,36(2):305-319.
- [15] 杨青松,石健将. 带中点电位波动的 Vienna 整流器改进 SVPWM 策略[J]. 电力电子技术,2021,55(7):130-133.
- [16] 杨俊伟,贾道杰. 基于 VIENNA 整流器的控制系统设计[J]. 电子测量技术,2018,41(3):6-11.
- [17] RAJENDRAN G, VAITHILINGAM C A, MISRON N, et al. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations[J]. IEEE Access, 2021, 9: 50798-50809.
- [18] 周运红,张爱民,张杭,等. 电压不平衡下 Vienna 整流器的谐振滑模控制策略[J]. 西安交通大学学报,2020,54(4):76-84.
- [19] FENG X, TAO Y, CUI X, et al. Sliding mode and predictive current control strategy of the three-phase Vienna rectifier [J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20: 743-753.

作者简介

王党树,高级工程师,硕士生导师,主要研究方向为本质安全开关电源及本安防爆理论、新能源功率变换及其应用、电力电子电路与装置及控制技术。

E-mail:wangdangshu@sohu.com